



**Université des Frères Mentouri Constantine 1**  
**Faculté des Sciences de la Technologie**  
**Département d'Electronique**



N° d'ordre: 92/D3c/2021  
Série: 08/ELe/2021

**Thèse**

Préparée au sein :

Laboratoire d'Hyperfréquences et de Semiconducteurs (LHS), Constantine  
Laboratoire RF de l'INRS, Montréal, Canada

Présentée pour l'obtention du diplôme de :

**Doctorat 3<sup>ème</sup> Cycle (LMD) en Electronique**  
**Option : Dispositifs et systèmes de télécommunications**

**Thème :**

**Modélisation et Optimisation des Structures Rayonnantes par  
des Méthodes Hybrides. Application aux Antennes  
à Eléments Rayonnants Imprimés et aux Antennes  
à Résonateurs Diélectriques**

Présentée par :

**MAHAMDI Ahmed**

**Devant le jury composé de :**

Dr. S. Lassoued	Prof. Univ. Frères Mentouri Constantine 1	Présidente
Dr. S. Benkouda	Prof. Univ. Frères Mentouri Constantine 1	Rapporteur
Dr. T. A. Denidni	Prof. INRS, Univ. Québec Montréal	Co-Rapporteur
Dr. F. Benabdelaziz	Prof. Univ. Frères Mentouri Constantine 1	Examineur
Dr. D. Benatia	Prof. Univ. Mostefa Ben Boulaid Batna 2	Examineur
Dr. D. Khedrouche	Prof. Univ. Mohamed Boudiaf M'Sila	Examineur
Dr. A. Benghalia	Prof. Univ. Larbi Ben M'hidi Oum El Bouaghi	Invité

**Soutenue le : /17/10/2021**

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

## **Remerciements**

Tout d'abord, je rends grâce à Dieu, le tout puissant, le clément et le miséricordieux qui m'a aidé à terminer cette thèse de doctorat.

Je tiens en premier lieu à remercier infiniment et à exprimer toute ma gratitude envers ma directrice de thèse, Madame **Siham BENKOUDA**, Professeur à l'Université des frères Mentouri Constantine1 pour m'avoir intégré au sein du Laboratoire d'Hyperfréquences et de Semi-conducteurs (LHS) et de m'avoir proposé le sujet de l'origine de cette thèse et pour avoir accepté d'encadrer et de diriger mes travaux de recherche et pour tous les efforts qu'elle a consacré pour m'aider tout au long de ces années de thèse.

Je voudrais ensuite exprimer mes sincères reconnaissances envers Monsieur **Tayeb Ahmed DENIDNI**, Fellow IEEE, Professeur à l'Institut National de la Recherche Scientifique (INRS) Montréal, Canada de m'avoir Co-encadré et accueilli au sein de son Laboratoire RF (Radio Frequency) de l'INRS et d'avoir répondu présent sans la moindre hésitation à toutes les sollicitations dans le cadre des travaux de recherche de ma thèse durant mon stage court séjour et ma formation (PNE).

Je suis très reconnaissant à Madame **Saida LATRECHE- LASSOUED**, Professeur à l'Université des frères Mentouri Constantine 1, pour l'intérêt qu'elle a porté à mon travail en me faisant l'honneur de présider le jury de ma soutenance. Qu'elle trouve ici l'expression de ma profonde gratitude.

J'adresse mes vifs remerciements à Madame **Fatiha BENABDELAZIZ** Professeur à l'Université des frères Mentouri Constantine 1 d'avoir accepté d'examiner ma thèse, et dont sa participation à la soutenance m'honore beaucoup.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur **Djamel BENATIA**, Professeur l'université Mostefa Ben Boulaid Batna2, pour avoir accepté d'examiner ma thèse et de faire partie de mon jury.

Je remercie également Monsieur le Professeur **Djamel KHEDROUCHE** de l'Université Mohamed Boudiaf M'sila d'avoir accepté de consacrer de son temps et de son effort pour lire et évaluer ce manuscrit.

Pour l'honneur qu'il m'a accordé en acceptant de participer à mon jury de thèse, je remercie chaleureusement, Monsieur le Professeur **Abdelmadjid BENGHALIA** de l'Université Larbi Ben M'hidi Oum El Bouaghi.

Il m'est extrêmement agréable de remercier particulièrement Monsieur le Professeur **Tarek FORTAKI** de l'Université Mostefa Ben Boulaid Batna2, pour sa présence en toute occasion, pour son soutien, et ses encouragements permanents,...

Que Monsieur **Sami BEDRA**, Maitre de Conférences A à l'Université Abbes Laghrour Khenchela reçoit toute ma reconnaissance pour ses remarques pertinentes et constructives, ses conseils avisés et son soutien. Je le remercie chaleureusement.

Je remercie très sincèrement, mon père le Professeur **Ramdane MAHAMDI** de l'Université Mostefa Ben Boulaid Batna2, qu'il trouve ici l'expression de ma gratitude et ma reconnaissance pour son aide, ses encouragements et son infatigable disponibilité,...

*Mes remerciements à tous les enseignants des Départements d'Electronique de l'Université des frères Mentouri, et de l'Université Batna2 qui ont veillé à ma formation et à mes collègues des deux Départements d'Electronique et à mes collègues du Laboratoire RF de l'INRS qui se sont toujours inquiétés pour moi et pour le déroulement de ma thèse.*

*Mes remerciements sont également adressés au Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique pour m'avoir octroyé une bourse du Programme National Exceptionnel (PNE) dans le cadre d'un concours national.*

*Finalement, merci à mes très chers parents, mon grand frère et sa petite famille, ma sœur et sa petite famille, mon petit frère, et ma grande famille de m'avoir soutenu et supporté si longtemps avec autant d'amour et de patience. Je vous dois beaucoup.*

*La liste serait encore longue à énumérer et devant l'évidence d'un oubli, je remercie tous ceux et celles qui ont contribué de près ou de loin dans mon cursus, techniquement ou moralement à l'avancement de ce travail.*

# Sommaire

<b>Introduction générale</b> .....	1
------------------------------------	---

## Chapitre I

### **Généralités sur les antennes à éléments rayonnants imprimés et les antennes à résonateurs diélectriques**

I.1 INTRODUCTION .....	8
I.2 LES CARACTERISTIQUES GENERALES DES ANTENNES .....	9
I.2.1 Les caractéristiques physiques .....	9
I.2.2 Les caractéristiques radioélectriques .....	9
I.2.2.1 L'impédance d'entrée de l'antenne.....	9
I.2.2.2 Le diagramme de rayonnement.....	10
I.2.2.3 La polarisation .....	10
I.3 LES ANTENNES A ELEMENTS RAYONNANTS IMPRIMES.....	12
I.3.1 Description des antennes à éléments imprimés.....	12
I.3.2 Plan de masse .....	13
I.3.3 Substrat .....	13
I.3.4 Éléments rayonnants .....	14
I.3.5 Alimentation des éléments rayonnants .....	15
I.3.5.1 Alimentation par ligne micro ruban .....	15
I.3.5.2 Alimentation par une sonde coaxiale .....	17
I.3.5.3 Alimentation couplée par fente (ouverture).....	18
I.3.5.4 Alimentation couplée par proximité .....	19
I.3.6 Caractéristiques et propriétés des antennes imprimées .....	20
I.3.6.1 Avantages et inconvénients des antennes imprimées .....	20
I.3.7 Description simplifiée du fonctionnement.....	21
I.3.8 Applications des antennes imprimées .....	23
I.4 SUPRACONDUCTIVITE.....	24
I.4.1 Introduction .....	24
I.4.2 grandeurs critiques .....	24
I.4.2.1 Température critiques.....	24
I.4.2.2 Densité de courant critique .....	25
I.4.2.3 Champ magnétique critique.....	26
I.5 LES ANTENNES A RESONATEUR DIELECTRIQUE .....	27
I.5.1 Généralités .....	27
I.5.2 Définition .....	27
I.5.3 Différentes formes d'antennes à résonateurs diélectriques (ARDs).....	27
I.5.4 Principe de fonctionnement .....	28
I.5.5 Les différentes techniques d'excitation d'une antenne à résonateur diélectrique.....	28
I.5.5.1 Alimentation par contact direct.....	29
I.5.5.2 Alimentation sans contact .....	30
I.5.6 Les avantages des Antennes à Résonateurs Diélectriques (ARD).....	31

I.6 CONCLUSION.....	32
I.7 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES .....	33

## Chapitre II

### Méthodes d'optimisation et d'approximation : Applications aux micro-ondes

II.1 INTRODUCTION .....	37
II.2 METHODES D'OPTIMISATION ET D'APPROXIMATION.....	37
II.3 ALGORITHMES GENETIQUES .....	38
II.4 LES RESEAUX NEURONAUX ARTIFICIELS .....	39
II.4.1 Histoire des réseaux de neurones.....	39
II.4.2 Pourquoi les réseaux de neurones artificiels ? .....	41
II.4.3 Quels sont les réseaux neuronaux artificiels ?.....	42
II.4.3.1 Analogie avec le cerveau.....	43
II.4.3.2 Les neurones artificiels et leur fonctionnement.....	44
II.4.3.3 Mise en œuvre électronique des neurones artificiels.....	46
II.4.3.4 L'apprentissage d'un réseau de neurones artificiels .....	48
II.4.3.4.1 Apprentissage supervisé .....	49
II.4.3.4.2 Apprentissage non supervisé .....	49
II.4.3.4.3 Les paramètres d'apprentissage.....	49
II.4.3.4.3.1 Taux d'apprentissage $\eta$ .....	50
II.4.3.4.3.2 Momentum $\Omega$ .....	50
II.4.3.4.3.3 Seuil de tolérance.....	50
II.4.4 Le perceptron multicouche MLP.....	50
II.4.4.1 Apprentissage des réseaux MLP.....	52
II.4.4.1.1 Algorithme de rétro-propagation .....	53
II.4.4.2 Choix du nombre d'unités cachées (Optimisation de l'architecture) .....	55
II.5 CONCLUSION .....	57
II.6 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES .....	58

## Chapitre III

### Modélisation d'une antenne microruban empilée par la méthode Neuro-Spectrale et d'une antenne supraconductrice alimentée à travers une fente coupée dans le plan de masse

III.1 INTRODUCTION.....	62
-------------------------	----

III.2 APPROCHE SPECTRALE.....	66
III.3 MODELISATION NEURONALE COMBINEE AVEC LA TECHNIQUE DE LA PHASE STATIONNAIRE .....	70
III.4 RESULTATS ET DISCUSSIONS.....	73
III.5 RESULTATS POUR UNE ANTENNE SUPRACONDUCTRICE AYANT UNE FENTE COUPEE DANS LE PLAN DE MASSE .....	83
III.6 CONCLUSION .....	87
III.7 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES .....	88

## **Chapitre IV**

### **Conception et réalisation d'une antenne à résonateur diélectrique pour des applications GNSS (Global Navigation Satellite Systems)**

IV.1 INTRODUCTION .....	93
IV.2 CONCEPTION DU RESEAU D'ALIMENTATION ET DE L'ANTENNE.....	95
IV.2.1 Le balun planaire à large bande .....	96
IV.2.1.1 Le diviseur de puissance Wilkinson.....	96
IV.2.1.2 Le déphaseur .....	97
IV.2.2 Configuration de l'antenne .....	98
IV.3 SIMULATION DU RESEAU D'ALIMENTATION EN DETAIL .....	104
IV.3.1 Balun planaire 180° large bande .....	104
IV.3.2 Balun planaire 90° large bande .....	106
IV.4 TECHNIQUES DE FABRICATION ET DE MESURE.....	109
IV.4.1 Procédure de Fabrication.....	109
IV.4.2 Mesure des paramètres S de répartition .....	114
IV.4.3 Mesure des caractéristiques de rayonnement.....	115
IV.5 RESULTATS ET DISCUSSIONS.....	117
IV.5.1 La différence de phase du réseau d'alimentation .....	118
IV.5.2 Le coefficient de réflexion ( $ S_{11} $ ).....	118
IV.5.3 Rapport axial .....	119
IV.5.4 Gain.....	120
IV.6 CONCLUSION .....	122
IV.7 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES .....	123

<b>Conclusion Générale et Perspectives .....</b>	<b>126</b>
--------------------------------------------------	------------

<b>Figure I.1</b> : Diagramme de rayonnement (a) source isotrope, (b) source directive.....	10
<b>Figure I.2</b> : Polarisation rectiligne ou linéaire.....	11
<b>Figure I.3</b> : Polarisation circulaire.....	11
<b>Figure I.4</b> : Présentation d'une antenne imprimée de forme rectangulaire.....	12
<b>Figure I.5</b> : Divers types d'éléments rayonnants imprimés.....	14
<b>Figure I.6</b> : Alimentation par ligne Microruban.....	16
<b>Figure I.7</b> : Alimentation par connexion directe à une ligne coaxiale.....	17
<b>Figure I.8</b> : Alimentation par couplage électromagnétique, à une ligne microbande, à travers une fente dans le plan de masse.....	18
<b>Figure I.9</b> : Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microruban [12].....	19
<b>Figure I.10</b> : Trajectoires des rayons dans une antenne microruban (coupe).....	21
<b>Figure I.11</b> : Diverses formes des résonateurs diélectriques.....	25
<b>Figure I.12</b> : Résonateur diélectrique excité par une ligne microruban.....	26
<b>Figure I.13</b> : Résonateur diélectrique alimenté par un câble coaxial.....	27
<b>Figure I.14</b> : Résonateur diélectrique alimenté par une fente dans le plan masse.....	28
<b>Figure I.15</b> : Résonateur diélectrique alimenté par une ligne coplanaire.....	28
<b>Figure II.1</b> : Processus d'optimisation d'un problème.....	34
<b>Figure II.2</b> : Schéma d'un simple neurone.....	41
<b>Figure II.3</b> : Schéma d'un neurone artificiel de base.....	42
<b>Figure II.4</b> : Schéma du modèle d'un "élément de traitement".....	44
<b>Figure II.5</b> : Fonction de transfert sigmoïde.....	45
<b>Figure II.6</b> : Structure du perceptron multicouche.....	48
<b>Figure II.7</b> : Réseau multi-couches comportant 2 neurones d'entrée, 4 neurones cachés.....	49
<b>Figure III.1</b> : Géométrie de deux patchs empilés intégrés dans un milieu bicouches.....	61
<b>Figure III.2</b> : Modèle neuronal pour calculer les fréquences de résonance inférieure et supérieure de l'antenne empilée.....	62
<b>Figure III.3</b> : Architecture du perceptron multicouche.....	69
<b>Figure III.4</b> : Couches supérieure et inférieure fabriquées séparément pour les quatre prototypes expérimentaux.....	74
<b>Figure III.5</b> : L'antenne fabriquée connectée à l'analyseur de réseau Agilent 8722ES.....	75

<b>Figure III.6</b> : Fréquences de résonance inférieure et supérieure en fonction de la réduction dans la longueur de résonance du patch supérieure.....	77
<b>Figure III.7</b> : Fréquences de résonance inférieure et supérieure en fonction de l'augmentation dans la longueur de résonance du patch supérieure.....	78
<b>Figure III.8</b> : Comparaison entre le diagramme de rayonnement lorsque l'antenne fonctionne à la résonance inférieure avec celui lorsque l'antenne fonctionne à la résonance supérieure dans le plan.....	80
<b>Figure III.9</b> : Comparaison entre le diagramme de rayonnement lorsque l'antenne fonctionne à la résonance inférieure avec celui lorsque l'antenne fonctionne à la résonance supérieure dans le plan.....	81
<b>Figure III.10</b> : Antenne supraconductrice à haute température critique ayant une fente coupée dans le plan de masse.....	82
<b>Figure III.11</b> : Fréquence de résonance en fonction de la température de fonctionnement pour des antennes sans et avec fente dans le plan de masse.....	84
<b>Figure IV. 1</b> : Bandes de fréquences GNSS.....	90
<b>Figure IV. 2</b> : Balun planaire large bande (a) 180°, (b) 90°.....	94
<b>Figure IV.3</b> : Réseau d'alimentation, (a) Structure, (b) les quatre bandes métalliques verticales.....	96
<b>Figure IV. 4</b> : Schéma du circuit du balun planaire proposé 180°(a), 90°(b).....	98
<b>Figure IV. 5</b> : Prototype fabriqué, (a) la vue de dessus, (b) la vue de côté.....	99
<b>Figure IV. 6</b> : Coefficients de réflexion et réponses de transmission entre le port non équilibré et les deux ports équilibrés.....	100
<b>Figure IV. 7</b> : Coefficients de réflexion et l'isolation pour les deux ports équilibrés.....	100
<b>Figure IV. 8</b> : Différences de phase des deux ports équilibrés.....	101
<b>Figure IV. 9</b> : Coefficients de réflexion et réponses de transmission entre le port non équilibré et les deux ports équilibrés.....	102
<b>Figure IV. 10</b> : Coefficients de réflexion et l'isolation pour les deux ports équilibrés.....	103
<b>Figure IV. 11</b> : Différences de phase des deux ports équilibrés.....	103
<b>Figure IV. 12</b> : La machine "LPKF ProtoLaser S".....	105
<b>Figure IV. 13</b> : Le logiciel de la machine "LPKF ProtoLaser S"(a) ; (b).....	107
<b>Figure IV. 14</b> : Enlèvement du cuivre par le Laser.....	108
<b>Figure IV. 15</b> :La machine LPKF ProtoMat C60.....	108
<b>Figure IV. 16</b> : L'analyseur de réseau Agilent 8722ES.....	110
<b>Figure IV. 17</b> : L'antenne de référence cornet AH-118.....	112

---

<b>Figure IV. 18</b> : La chambre anéchoïde de l'INRS.....	113
<b>Figure IV. 19</b> : Différence de phase de sortie mesurée du réseau d'alimentation à large bande (amplitude égale et différence de phase de 90 pour les quatre points d'alimentation).....	114
<b>Figure IV.20</b> : Coefficient de réflexion simulé et mesuré en fonction de la fréquence du ARDR....	115
<b>FigureIV.21</b> : Rapport axial simulé et mesuré en fonction de la fréquence de la coupure $\varphi=0$ .....	116
<b>Figure IV. 22</b> : Gain maximum réalisé simulé et mesuré en fonction de la fréquence.....	117
<b>Figure IV. 23</b> : Simulation des diagrammes de rayonnement à polarisation circulaire droite et gauche de l'ARDR.....	118

<b>Tableau I.1</b> : domaines d'applications des antennes imprimées.....	24
<b>Tableau III.1</b> : Comparaison entre les fréquences de résonance et le temps CPU des codes de la méthode des moments avec notre modèle.....	72
<b>Tableau III.2</b> : Paramètres constitutifs des quatre antennes fabriquées, .....	74
<b>Tableau III.3</b> : Comparaison de nos fréquences de résonance inférieure et supérieure calculées avec nos données expérimentales pour les quatre structures empilées montrées dans le tableau 2.....	75
<b>Tableau IV. 1</b> : Dimensions du réseau d'alimentation proposé.....	96
<b>Tableau IV. 2</b> : Les impédances utilisées dans le réseau d'alimentation proposé.....	97
<b>Tableau IV. 3</b> : Caractéristiques du LPKF ProtoMat C60.....	109

# Introduction générale

**E**n raison de de leurs nombreux avantages, les antennes microbandes sont couramment utilisées dans une variété de systèmes de télécommunications. Cependant, ce type d'antennes présente deux inconvénients majeurs qui sont : le faible gain et la bande passante étroite [1]-[3]. Afin de surmonter la limitation de la bande passante étroite, des modifications ont été apportées à la structure originale de l'antenne. Parmi les structures les plus prometteuses, nous citons les configurations empilées. Mise à part d'une bande passante assez large, ces configurations offrent un gain élevé et permettent d'opérer en mode bifréquence [4].

De nombreuses méthodes ont été proposées dans la littérature ouverte pour analyser les antennes microbandes. Parmi ces méthodes, l'approche spectrale s'avère être la plus pertinente [5]-[9]. Bien que l'approche spectrale fournisse des résultats précis, l'inconvénient inhérent à cette approche est la complexité de la formulation mathématique ainsi que la nature itérative de la solution nécessitant ainsi un temps de calcul énorme. En raison de ces problèmes, il s'avère donc nécessaire de trouver une alternative à cette approche.

Durant ces dernières années un intérêt croissant a été observé dans l'application des réseaux de neurones artificiels dans l'analyse des circuits hyperfréquences en particulier les antennes microbandes. Etant hautement non linéaire et interconnecté, un modèle neuronal peut dépasser de loin les modèles conventionnels, puisque très simple, très précis, très rapide et très stable lorsqu'on lui présente de nouvelles données non vues durant l'apprentissage [10]-[14].

Le premier objectif de la présente thèse consiste à surmonter les limitations de l'approche spectrale par l'introduction des réseaux de neurones artificiels dans l'analyse des antennes microbandes empilées. Notre choix s'est porté sur la configuration empilée en raison de la non disponibilité, au niveau de la littérature ouverte, de modèle rapide ou de

formule mathématique simple pour estimer les fréquences de résonance inférieure et supérieure pour ce genre de configuration.

Dans la deuxième partie de cette thèse, l'application pour laquelle nous voulons concevoir et réaliser notre antenne est le GNSS (Global Navigation Satellite System) [15]-[18]. Ce sigle regroupe l'ensemble des systèmes permettant la géolocalisation par satellites. La géolocalisation par satellites reste une technologie de pointe et s'exporte pour de nouvelles applications hors du spectre des applications grand public. A ce jour, il y a cinq systèmes GNSS opérationnels ou en cours de développement dans le monde et des antennes couvrant la totalité de la bande fréquentielle des systèmes GNSS (1150-1610 MHz) sont requises pour bénéficier de cette diversité de constellation de satellites. Pour répondre à cette exigence en matière de bande passante, nous avons opté pour le choix d'une antenne à résonateur diélectrique comme élément de base de notre structure. En effet, ce type d'antenne offre de bonnes performances et fournit une solution de rechange face à la technologie micro-ruban en termes de largeur de bande, de compacité et d'efficacité de rayonnement due à l'absence de pertes métalliques.

La majorité des satellites de communication transmettent les signaux utilisant des ondes polarisées circulairement pour bénéficier des avantages offerts par ce type de polarisation. Il est alors nécessaire que l'antenne du récepteur soit elle aussi en polarisation circulaire afin de ne pas avoir des pertes de dépolarisation liées à la traversée des couches ionosphériques et atmosphériques [19]-[20]. Le maintien d'une bonne polarisation circulaire sur toute la bande fréquentielle des systèmes GNSS constitue un véritable challenge lors de la conception de notre antenne.

Le logiciel de simulation CST Microwave Studio (Computer Simulation Technology) est exploité dans l'optimisation des paramètres de l'antenne proposée. Ce logiciel se spécialise dans la fourniture de simulations électromagnétiques 3D rapides et

précises de problèmes à haute fréquence. Une étape importante dans la conception de l'antenne hybride est la réalisation d'un prototype de l'antenne proposée. La réalisation de ce prototype ainsi que toutes les mesures expérimentales seront effectuées au sein du laboratoire RF (Radio Frequency) de l'INRS (Institut National de la Recherche Scientifique) à Montréal, Canada, dans le cadre d'une coopération qui existe depuis quelques années déjà entre nos deux laboratoires : (Laboratoire d'Hyperfréquences et de Semiconducteurs ou LHS, Constantine, Algérie et Laboratoire RF de l'INRS).

Deux thèmes essentiels forment le corps de la présente thèse. Chaque thème sera traité d'une façon assez indépendante et presque autonome dans un chapitre propre à lui. En outre de l'introduction générale et de la conclusion générale, l'approche retenue dans le cadre de cette thèse est la suivante :

Nous allons commencer, dans le chapitre 1, par survoler quelques notions élémentaires sur les deux types d'antennes les plus utilisés dans les systèmes de communications modernes, à savoir, les antennes microbandes et les antennes à résonateurs diélectriques. Nous exposons également les techniques les plus répandues utilisées par les antennistes pour générer une onde polarisée circulairement.

Un des objectifs de cette thèse est le développement d'un modèle neurospectral pour l'analyse d'une antenne microbande empilée. Puisque ce modèle s'articule à la fois sur l'approche spectrale et les réseaux de neurones artificiels, nous avons donc jugé utile de présenter, dans le chapitre 2, les méthodes d'optimisation et d'approximation dans le domaine des micro-ondes à savoir les algorithmes génétiques et les réseaux neurones artificiels en donnant les notions élémentaires ainsi que les différents types des réseaux de neurones artificiels. Nous détaillons également la notion d'apprentissage.

Dans le chapitre 3, le résultat attendu est le développement d'un modèle rapide et précis pour la détermination des caractéristiques de résonance et de rayonnement d'une

antenne microbande empilée dans un substrat bicouche. Ce modèle est basé les réseaux de neurones artificiels conjointement avec l'approche spectral et la technique de la phase stationnaire. Au meilleur de notre connaissance, ce sujet n'a pas été rapporté dans la littérature ouverte ; les seuls résultats publiés utilisant l'approche neurospectrale concernent des antennes microbandes avec un seul patch rayonnant [21]-[24].

Dans le chapitre 4, on vise à concevoir et à réaliser une nouvelle antenne dédiée aux applications GNSS. Afin de pouvoir exploiter tous les systèmes GNSS, existants ou opérationnels dans un futur proche, il faut veiller lors de la conception à ce que l'antenne proposée couvre l'ensemble des fréquences des systèmes GNSS, à savoir, de 1150 MHz à 1610 MHz. Une autre contrainte à respecter également durant la phase de conception est que l'antenne doit être en polarisation circulaire sur toute la bande 1150-1610 MHz.

## **RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

- [1] L. Tao, J. Xu, H. Li, Y. Hao, S. Huang, M. Lei, and K. Bi, "Bandwidth enhancement of microstrip patch antenna using complementary rhombus resonator," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2018, pp. 1-8, 2018.
- [2] C. Mbinack, B. Bodo, J-S. A. Eyébé Fouda, and E. Tonye, "Inset-fed rectangular microstrip patch antenna bandwidth enhancement," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 61, pp. 562-567, 2019.
- [3] A. Alahmadi and Y. S. H. Khraisat, "Bandwidth enhancement of microstrip patch antenna," *Applied Physics Research*, vol. 11, pp. 35-40, 2019.
- [4] S. Boutout, Y. Bentrchia, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Parametric study of stacked microstrip patch antenna with dissimilar substrates," *Journal of Nano- and Electronic Physics*, vol. n<sup>o</sup>4, 04004 (4pp), 2018.

- [5] S. Benkouda, A. Messai, M. Amir, S. Bedra, and T. Fortaki, "Characteristics of a high T<sub>c</sub> superconducting rectangular microstrip patch on uniaxially anisotropic substrate," *Physica C*, vol. 502, pp. 70-75, 2014.
- [6] S. Bedra, T. Fortaki, A. Messai, and R. Bedra, "Spectral Domain Analysis of Resonant Characteristics of High T<sub>c</sub> Superconducting Rectangular Microstrip Patch Printed on Isotropic or Uniaxial Anisotropic Substrates," *Wireless personal communications*, vol. 86, pp. 495-511, 2016.
- [7] A. Mahamdi, S. Benkouda, S. Aris, and T. A. Denidni, "Resonant frequency and bandwidth of superconducting microstrip antenna fed through a slot cut into the ground plane," *Electronics*, vol. 10, pp. 1-8, 2021.
- [8] Y. Bentrchia, S. Bouttout, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Spectral domain analysis of rectangular stacked patches printed on a substrate characterized by dielectric and magnetic anisotropy," *Journal of Computational Electronics*, vol. 17, pp. 399-405, 2018.
- [9] S. Bedra, R. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Analysis of HTS circular patch antennas including radome effects," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 10, pp. 843-850, 2018.
- [10] Y. Tighilt, F. Bouttout, and A. Khellaf, "Modeling and design of printed antennas using neural networks," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 21, no. 2, pp. 228-233, 2011.
- [11] A. Aouiche, "Contribution à l'étude des structures microrubans cylindriques par la méthode neuro-spectrale," *Thèse de Doctorat, Université de Batna 2*, 2016.
- [12] A. Mahamdi, S. Bedra, L. Barkat, and S. Benkouda, "Neurocomputational model of annular-ring microstrip antenna with air gap layer," *2nd International*

- Conference on Automatic Control, Telecommunication & Signals (ICATS'17), December 11-12, 2017, Annaba, Algeria.
- [13] A. Gadda, A. Mahamdi, S. Benkouda, and S. Bedra, “Resonant characteristics of a superconducting thin film resonator using the two-fluid method and artificial neural networks,” 2nd International Conference on Automatic Control, Telecommunication & Signals (ICATS'17), December 11-12, 2017, Annaba, Algeria.
- [14] A. Mahamdi, S. Benkouda, and S. Bedra, “Artificial neural network model analysis of tunable circular microstrip patch antenna,” 3rd International Conference on Advanced Systems and Emergent Technologies (IC\_ASET'2019), March 19-22, 2019, Hammamet, Tunisia, pp. 229-233.
- [15] C. Fernandez-Prades, L. O. Presti, and E. Falletti, “Satellite radio localization from GPS to GNSS and beyond: novel technologies and applications for civil mass market,” Proceedings of the IEEE, vol. 99, pp. 1882–1904, 2011.
- [16] P. D. Groves, Principles of GNSS, Inertial, and Multisensor Integrated Navigation Systems, Second Edition. Boston, Artech House, 2013.
- [17] K. M. Pesyna, R. W. Heath, and T. E. Humphreys, “Centimeter positioning with a smartphone-quality GNSS antenna,” Proceedings of the 27th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS+ 2014), September 8 - 12, 2014; Tampa, Florida, USA, pp. 1568 – 1577.
- [18] F. Dovis, GNSS Interference, Threats, and Countermeasures. Boston, Artech House, 2015.

- [19] H. Zhang, Y. Guo, and G. Wang, "A Design of wideband circularly polarized antenna with stable phase center over the whole GNSS bands," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, pp. 2746-2750, 2019.
- [20] R. Xu, S. S. Gao, J. Y. Li, K. Wei, and Q. Luo, "A reconfigurable dual-band dual-circularly polarized antenna for vehicle global navigation satellite system application," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, pp. 11857-11867, 2020.
- [21] L. Djouane, S. Bedra, R. Bedra, and T. Fortaki, "Neurospectral modelling of rectangular patch with rectangular aperture in the ground plane," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 7, pp. 759-768, 2015.
- [22] S. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Analysis of a circular microstrip antenna on isotropic or uniaxially anisotropic substrate using neurospectral approach," *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 33, pp. 567-580, 2014.
- [23] A. Kayabaşı, "Soft computing-based synthesis model for equilateral triangular ring printed antenna," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 94, pp. 332-338, 2018.
- [24] D. Ustun, A. Toktas, and A. AKdagli, "Deep Neural Network-based Soft Computing The Resonant Frequency of E-Shaped Patch Antennas," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 102, pp. 54-61, 2019.

# **Chapitre I**

## **Généralités sur**

**les antennes à éléments rayonnants imprimés et**

**les antennes à résonateurs diélectriques**

## **I.1 INTRODUCTION**

**U**ne antenne, ou une structure rayonnante, est un dispositif important dans le domaine de la communication pour émettre et recevoir des informations sous la forme d'ondes électromagnétiques, elle est également utilisée dans plusieurs domaines tels que les systèmes de détection, de satellites et d'avions de surveillance, des réseaux de communications et GPS automobiles et de communications par satellite qui sont partout,...

Les antennes à éléments rayonnants imprimés (microrubans, patch ou microstrip en anglais) sont apparues dans les années cinquante et ont été développées au cours des années soixante-dix. L'emploi des antennes plaquées s'est quasiment généralisé dans tous les systèmes de communication mobile. Ces antennes sont légères, peu encombrantes et peu coûteuses. Elles sont fabriquées suivant la technique photo lithographique des circuits imprimés. Selon l'utilisation, on trouve différentes formes d'éléments rayonnants, différents types de substrats ou encore différents types d'alimentation. Ces antennes présentent malheureusement des désavantages tels qu'une largeur de bande étroite et un faible gain,... Vu ces désavantages, les antennes à résonateur diélectrique, composés principalement de résonateurs de formes variées, dont le but est de réduire sans cesse la taille et le poids des systèmes, et d'augmenter la fréquence et la bande passante. Ces antennes constituent une alternative très intéressante aux antennes imprimées qui offrent une bande passante limitée et présentent des pertes dans le domaine des microondes. Notons que ces deux types d'antennes sont prévus dans le cahier de charge de la réalisation de ce travail de recherche.

Nous, présentons dans le premier chapitre, un rappel théorique sur les caractéristiques générales d'une antenne, les caractéristiques physiques, les caractéristiques radioélectriques tels que l'impédance d'entrée et les conditions d'adaptation, le diagramme de rayonnement, la polarisation etc. Finalement, nous exposons également deux différents

types d'antennes qui s'appliquent dans le domaine des télécommunications à savoir les antennes à éléments rayonnants imprimés et les antennes à résonateurs diélectriques.

## **I.2 LES CARACTERISTIQUES GENERALES DES ANTENNES**

Il existe 2 grandes familles de caractéristiques pour une antenne : les caractéristiques physiques et les caractéristiques radioélectriques.

### **I.2.1 Les caractéristiques physiques**

Les caractéristiques physiques d'une antenne dessinent à titre d'exemple, le faible poids, la masse, les dimensions (épaisseur réduite et faible volume), la résistivité (matériaux supraconducteurs ou non,...), la permittivité du substrat, les propriétés mécaniques (pour une station sol, sa résistance au vent...), les propriétés thermiques par exemple les dimensions varient lors des variations de température, surtout à bord du satellite suivant l'éclairement ou non du soleil,...

### **I.2.2 Les caractéristiques radioélectriques**

Les caractéristiques radioélectriques vont impacter les performances d'une antenne sont l'impédance d'entrée de l'antenne, son diagramme de rayonnement et son gain, sa polarisation,...

#### **I.2.2.1 L'impédance d'entrée de l'antenne**

Dans l'interface entre le circuit électronique et le milieu de propagation, l'antenne doit être caractérisée vis-à-vis l'un et de l'autre. En régime d'émission, l'antenne se comporte comme une charge pour le générateur qui l'alimente. Elle peut donc être caractérisée par une simple impédance, appelée impédance d'entrée. En régime de réception, l'antenne placée dans un champ électromagnétique alimente un récepteur. Pour celui-ci, l'antenne se comporte donc comme un générateur équivalent. Grâce au théorème

de réciprocité, les éléments du générateur équivalent pourront se déduire des caractéristiques de l'antenne en régime d'émission.

### I.2.2.2 Le diagramme de rayonnement :

Le diagramme de rayonnement est la représentation graphique en 2D ou 3D de la distribution de puissance ou de l'intensité de champ de l'antenne en fonction des coordonnées spatiales. Il change d'une antenne à une autre, il peut être omnidirectionnel comme dans le cas d'une antenne isotrope qui rayonne de façon identique dans toutes les directions (figure 1. a) ou directif, comme dans le cas d'une antenne sectoriel, où l'énergie rayonnée est répartie inégalement dans l'espace, certaines directions étant privilégiées : l'antenne présente alors des lobes de rayonnement principales et secondaires (figure 1.b).

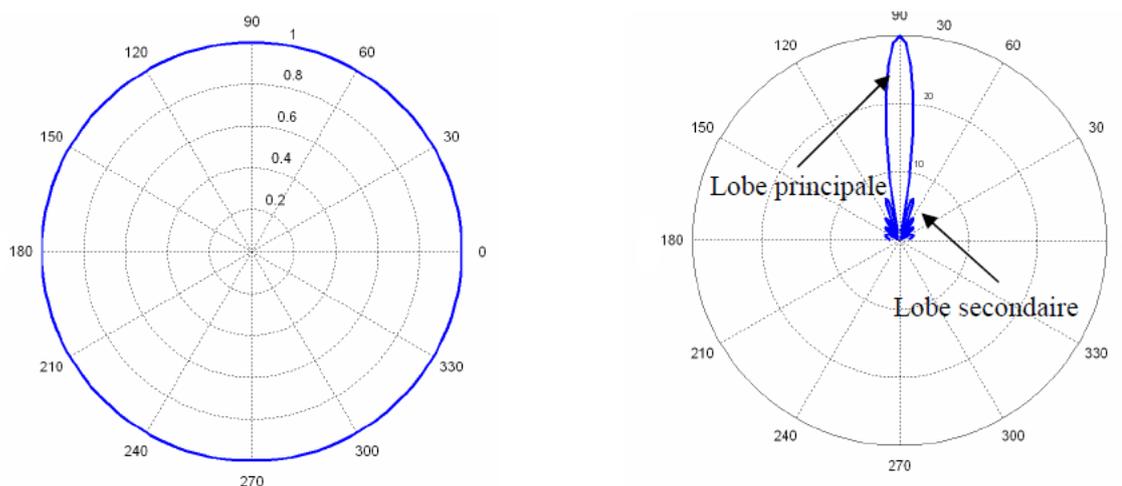


Figure I.1 Diagramme de rayonnement (a) source isotrope, (b) source directive

### I.2.2.3 La polarisation :

Une antenne émet une onde électromagnétique qui est décrite par 3 vecteurs :

$\vec{k}$ , le vecteur d'onde qui est colinéaire à la direction de propagation

$\vec{E}$ , le vecteur champ électrique

$\vec{H}$ , le vecteur champ magnétique

La polarisation d'une antenne est en fait la polarisation de l'onde émise par celle-ci.

On la définit en s'intéressant à la façon dont se propage le vecteur  $\vec{E}$ .

- **Polarisation rectiligne ou linéaire** : La polarisation de l'onde est dite rectiligne ou linéaire : lorsque le champ électrique  $\vec{E}$  se propage en maintenant une direction constante dans le temps.

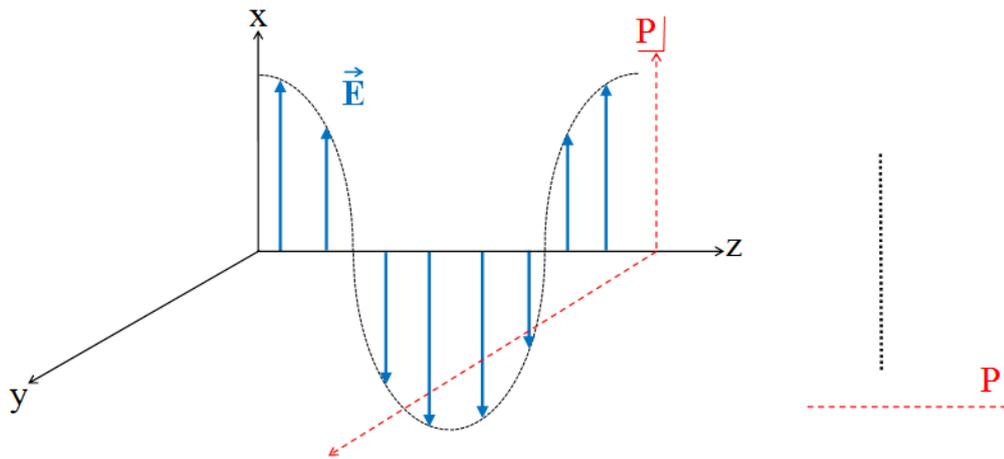


Figure I.2: Polarisation rectiligne ou linéaire

- **Polarisation circulaire** : La polarisation de l'onde est dite circulaire lorsque le champ électrique  $E$  décrit une hélice à section droite circulaire au cours du temps. Si on projette l'extrémité de  $E$  sur un plan orthogonal (figure I.3), on obtient un cercle. Ce cercle peut être décrit en fonction du temps dans un sens ou dans l'autre : on parle alors de polarisation circulaire droite ou gauche.

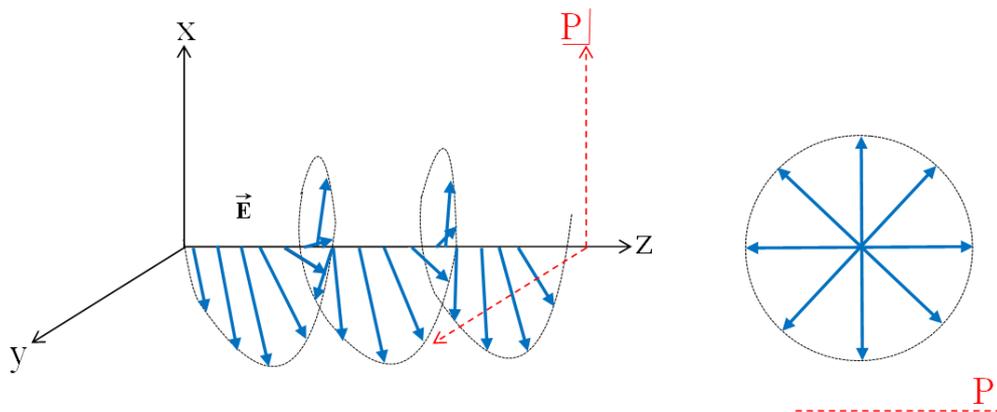


Figure I.3: Polarisation circulaire

- **Polarisation elliptique :**

Dans ce cas, l'extrémité du vecteur  $E$  décrit une ellipse lorsque de sa projection dans un plan orthogonal à la propagation. Comme pour la polarisation circulaire, on distingue la polarisation elliptique droite et gauche.

### I.3 LES ANTENNES A ELEMENTS RAYONNANTS IMPRIMES

#### I.3.1 Description des antennes à éléments imprimés

Une antenne à éléments rayonnants imprimés est constituée d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique, dont la surface porte un ou plusieurs éléments métallisés (figure I. 4), appelés en anglais « patch » [1]-[3].

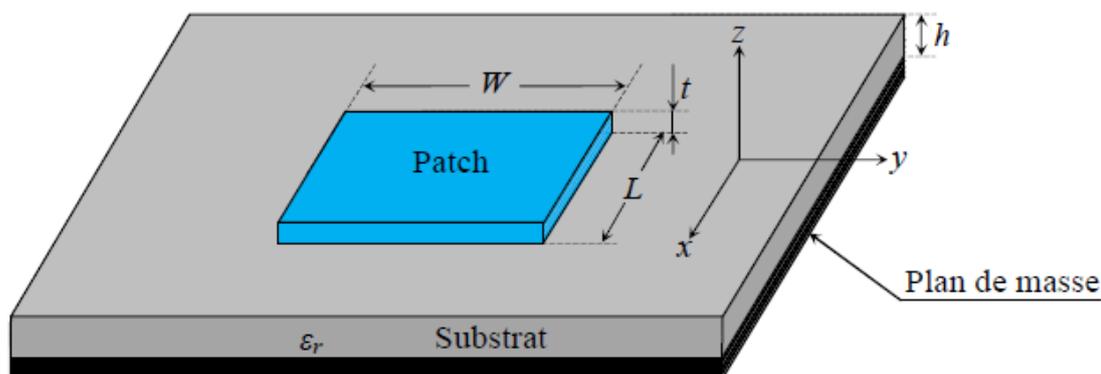


Figure I.4: Présentation d'une antenne imprimée de forme rectangulaire

Ces éléments rayonnants sont de différentes formes et leur alimentation peut être effectuée par divers procédés permettant d'obtenir un diagramme en polarisation linéaire ou circulaire [3]. Les paramètres physiques et géométriques liés à cette structure sont :

- La permittivité relative de diélectrique ( $\epsilon_r$ ).
- La tangente des pertes ( $\text{tag}\delta$ ) dans ce même substrat, avec dominance des pertes par effet joule.
- L'épaisseur du diélectrique (elle doit rester faible par rapport à la longueur d'onde à transmettre).

- Les dimensions de l'élément rayonnant (L, W).

### I.3.2 Plan de masse :

Doit être théoriquement de dimension infinie mais en pratique celui-ci est plutôt, pour des raisons d'encombrement, de l'ordre de 3 ou 4 longueur d'onde. Il arrive cependant que celui-ci soit très réduit, ce qui bien évidemment modifie les caractéristiques de l'antenne initiale, parfois de manière très prononcée.

### I.3.3 Substrat :

Les caractéristiques du substrat conditionnent également le comportement de l'antenne. On choisit en général un diélectrique de faible hauteur vis-à-vis de la longueur d'onde  $\lambda$  d'utilisation (quelques  $\lambda/10$ ), idéalement la permittivité relative du substrat doit être faible ( $\epsilon_r \leq 3$ ) de façon à permettre le rayonnement, en évitant le confinement des champs dans la cavité comprise entre l'élément imprimé et le plan de masse [1]-[3]. Les matériaux les plus couramment utilisés sont des composites à base de téflon ( $2 \leq \epsilon_r \leq 3$  et  $\text{tag}\delta \approx 10^{-3}$ ) du polypropylène ( $\epsilon_r \leq 2,18$  et  $\text{tag}\delta \approx 3 \cdot 10^{-4}$ ) ainsi que des mousses synthétiques contenant beaucoup de minuscules poches d'air ( $\epsilon_r \leq 1,03$  et  $\text{tag}\delta \approx 10^{-3}$ ).

Le substrat est caractérisé par sa permittivité relative  $\epsilon_r$ , sa hauteur  $h$  et son facteur de perte  $\text{tag}\delta$ , il doit répondre à certaines exigences :

- Une conservation de la forme originale
- La stabilité en température (pour soudure) et aux conditions atmosphériques
- L'uniformité de la permittivité relative et de hauteur (sur de grande plaque)
- faible pertes diélectrique  $\text{tag}\delta \approx 10^{-3}$  pour une meilleure efficacité
- Une résistance aux produits chimiques
- Une faible rugosité

Substrat mince avec des constantes diélectrique élevées sont souhaitables pour les circuits micro-ondes, car ils nécessitent étroitement liée champ pour minimiser le rayonnement indésirable et le couplage

### I.3.4 Éléments rayonnants :

Les métallisations sont en très bons conducteurs tels que le cuivre, l'argent ou l'or (de conductivités respectives  $\sigma$   $5,8 \cdot 10^7$ ;  $6,2 \cdot 10^7$  et  $4,1 \cdot 10^7$  S/m). Afin de simplifier l'analyse et l'estimation des performances, le patch a généralement une forme rectangulaire, circulaire, triangulaire, elliptique ou autre forme connue comme indiqué dans la figure I.5

Les divers types d'éléments rayonnants les plus simples sont :

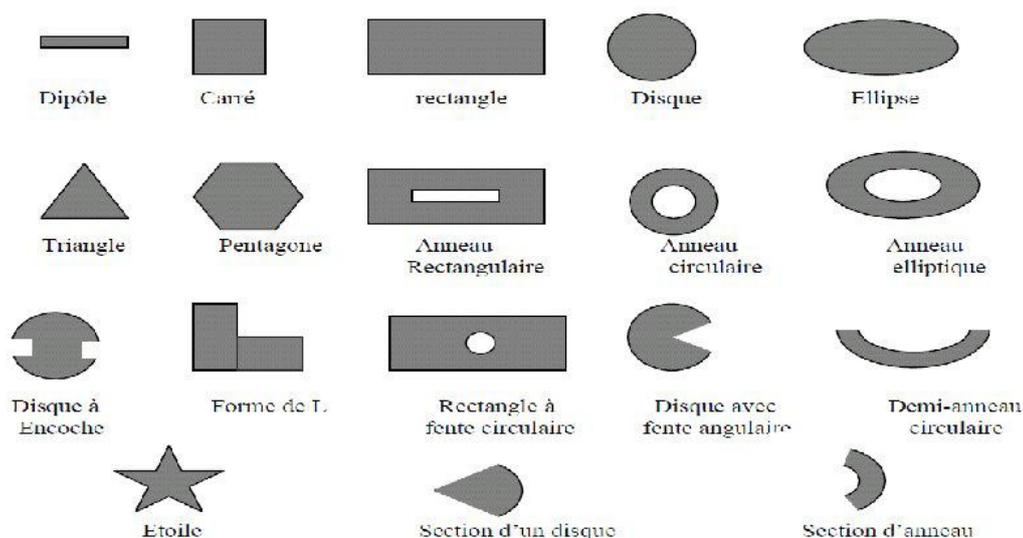


Figure I.5: Divers types d'éléments rayonnants imprimés

Il existe une grande variété de forme que peut prendre une antenne plaquée ou imprimée. Il y a tout d'abord le dipôle imprimé, qui attire par sa petitesse quelque application. Cependant son exploitation reste limitée à cause de sa bande passante très étroite. Les plus souvent rencontrées, sont les antennes rectangulaires ou carrées, circulaires et elliptiques. Elles sont simples à réaliser, et ont été étudiées et modélisées par plusieurs auteurs [4].

On trouve également d'autres formes plus complexes et plus difficiles à analyser. Elle résulte souvent de la combinaison de deux formes simples et sont utilisées dans certaines applications particulières [3]. Le choix de la forme d'antenne dépendra du type d'application désiré et des paramètres qu'on cherche à optimiser (bande passante, gain et efficacité, impédance d'entrée, niveaux des lobes secondaires, ...etc.) [1], [4].

Parmi toutes les formes l'élément rectangulaire est sans contexte le plus facile à appréhender pour la compréhension des mécanismes de rayonnements des antennes patch, en prenant en compte la question de l'alimentation des autres structures [4].

### **I.3.5 Alimentation des éléments rayonnants :**

L'alimentation joue un rôle très important lors de la conception des antennes imprimées. Elle peut modifier les caractéristiques de rayonnement de celles-ci. L'alimentation pourra être soit centrée soit arbitraire par rapport à la géométrie de l'élément. Par sa position, elle détermine l'adaptation de l'antenne à la ligne d'alimentation. Il existe une large variété de techniques d'alimentation permettant ainsi de fournir à l'antenne, l'énergie qui lui est nécessaire pour rayonner [1]-[4].

#### **I.3.5.1 Alimentation par ligne micro ruban :**

Dans cette méthode d'alimentation, un ruban conducteur est connecté directement au bord du patch rayonnant (figure I.6). Les principaux avantages de ce type d'alimentation sont :

- Pour obtenir une structure planaire, l'alimentation est gravée sur le même substrat et considérée comme une extension du patch. C'est la technique la moins coûteuse et la plus simple à réaliser [5].
- L'impédance interne peut être facilement contrôlée en ajustant le point de contact entre la ligne d'alimentation et le patch [6].

- Sa fabrication est facile car la ligne d'alimentation et le patch sont gravés sur le même substrat [6].
- Une faible impédance (quelques Ohms) est obtenue si le point de contact est proche du centre du patch [6].
- Cette technique est simple à modéliser, surtout pour un substrat mince [6].

Quant aux inconvénients de cette technique on peut les énumérer dans ce qui suit :

- L'augmentation de l'épaisseur du substrat diélectrique produit une augmentation des ondes de surface et des rayonnements parasites de l'alimentation, ce qui se traduit par une dégradation de la bande passante de l'antenne. En plus, ce rayonnement parasite de l'alimentation donne lieu à un rayonnement indésirable dû à la polarisation croisée.
- Le changement de la position de l'alimentation peut provoquer un léger décalage de la fréquence de résonance (à cause du changement du couplage entre la ligne d'alimentation et l'antenne) mais le diagramme de rayonnement reste inchangé. Ce décalage de la fréquence de résonance peut être compensé par une légère modification des dimensions de l'antenne.
- Du fait que le réseau d'alimentation n'est pas séparé de l'antenne quand celle-ci rayonne, un fort rayonnement parasite du circuit d'alimentation est observé [7].

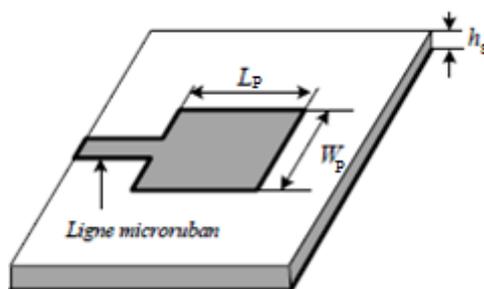


Figure I.6: Alimentation par ligne Microruban

### I.3.5.2 Alimentation par une sonde coaxiale :

Ce type d'alimentation, appelé aussi alimentation coaxiale, est généralement utilisé dans les patches circulaires et rectangulaires pour créer une polarisation circulaire [8]. Le conducteur intérieur du connecteur coaxial s'étend à travers le diélectrique pour être soudé au patch rayonnant, alors que le conducteur extérieur est connecté au plan de masse (figure I.7) [9].

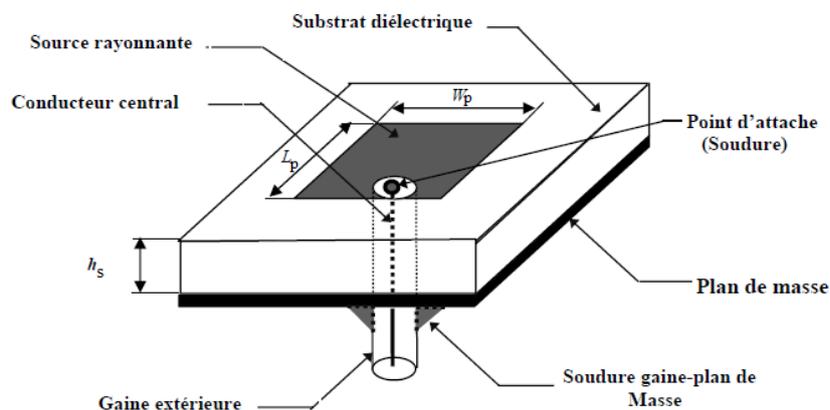


Figure I.7: Alimentation par connexion directe à une ligne coaxiale.

Les principaux avantages de ce système d'alimentation sont [9]:

- La possibilité de placer la sonde coaxiale à n'importe quel endroit, à l'intérieur du patch, afin de réaliser l'adaptation.
- En plus de sa facilité de réalisation, cette technique présente un faible rayonnement parasite et la ligne d'alimentation ne cause aucune perte par rayonnement.
- Un câble peut être placé en dessous du plan de masse pour minimiser le couplage entre le patch et l'alimentation.

Les inconvénients majeurs de cette technique sont [6] :

- Elle présente une largeur de bande étroite et elle est difficile à modéliser.
- L'augmentation de la longueur de la sonde, pour des substrats épais, rend l'impédance d'entrée plus inductive.

### I.3.5.3 Alimentation couplée par fente (ouverture) :

Dans cette technique d'alimentation, qui offre un minimum de rayonnement parasite, l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation sont séparés par le plan de masse (figure I.8). Le couplage entre ces deux éléments est obtenu grâce à une fente, réalisée dans le plan de masse. La fente est habituellement centrée sous le patch, entraînant ainsi une baisse de polarisation croisée à cause de la symétrie de la configuration. Le degré de couplage, est déterminé par la forme, la taille et l'emplacement de la fente. En règle générale, afin d'optimiser le rayonnement du patch, une constante diélectrique élevée et une faible épaisseur sont utilisées pour le substrat inférieur, tandis qu'une épaisseur plus grande et une constante diélectrique plus petite sont utilisées pour le substrat supérieur.

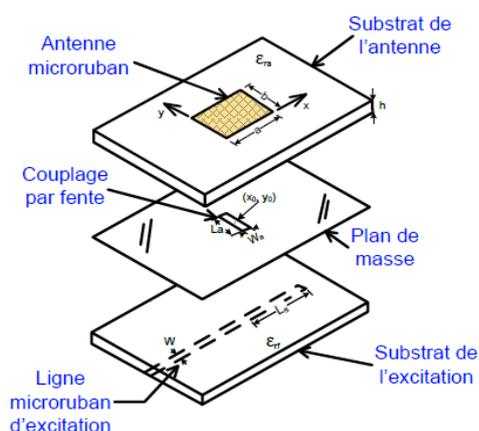


Figure I.8: Alimentation par couplage électromagnétique, à une ligne microbande, à travers une fente dans le plan de masse.

Le plan de masse élimine le rayonnement parasite de l'alimentation qui, en interférant avec celui de l'antenne, affecte la pureté de la polarisation. Cette géométrie a au moins quatre degrés de liberté : les dimensions de la fente, sa position, les paramètres du substrat et la largeur de la ligne d'alimentation. L'adaptation est améliorée par une optimisation simultanée des dimensions de la fente de couplage et de la largeur de la ligne d'alimentation. L'inconvénient majeur de cette configuration est sa difficulté de fabrication,

en raison des couches multiples qui augmentent également l'épaisseur du dispositif et son coût [10].

#### I.3.5.4 Alimentation couplée par proximité :

Cette technique est aussi appelée alimentation par couplage électromagnétique. Comme le montre la figure I.9, la ligne d'alimentation se trouve entre deux substrats diélectriques superposés, tandis que le patch est imprimé sur le substrat supérieur. Les principaux avantages de ce type d'alimentation sont [11] :

- Elimination radicale du rayonnement de la ligne d'alimentation.
- Ne nécessite pas un contact physique entre la ligne d'alimentation et le patch.
- Peut offrir une largeur de bande très élevée à cause d'une distance plus grande entre le patch et le plan de masse.
- L'optimisation des performances de l'antenne est plus facile à cause d'un plus grand choix de la combinaison des deux diélectriques. L'adaptation peut être réalisée en contrôlant la profondeur de la ligne d'alimentation sous le patch et la largeur du patch.

Les inconvénients sont:

- Fabrication difficile en raison des deux couches diélectriques qui nécessitent un alignement approprié.
- Augmentation de l'épaisseur globale de l'antenne et de son coût.

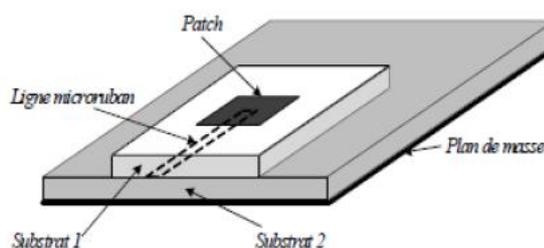


Figure I.9: Alimentation par couplage électromagnétique à une ligne microruban [12].

### **I.3.6 Caractéristiques et propriétés des antennes imprimées :**

Les antennes imprimées associées à leurs réseaux d'alimentation et leurs circuits actifs contribuent aux développements de nouvelles applications civiles et militaires telles que : les communications et les radars (portables, missiles, satellites, bateaux...).

#### **I.3.6.1 Avantages et inconvénients des antennes imprimées :**

Leurs principaux avantages relativement aux antennes classiques (cornet, dipôle, filaire...) sont :

- faible poids,
- Possibilité de réalisation en grande série et faible coût,
- Faible épaisseur et encombrement,
- Faculté de se conformer à des surfaces courbées (ailes et carlingues d'avion, missiles...).

Ces antennes possèdent également des inconvénients, inhérents à leur fonctionnement propre :

- faible bande passante (1 à 5 %),
- Faible puissance admissible,
- Forte influence de la qualité du substrat diélectrique sur les performances,
- l'alimentation et les ondes de surface créent un rayonnement parasite.

Ces caractéristiques peuvent être changées par un bon choix des paramètres physiques de l'antenne imprimée (conductivité, constante diélectrique relative, ...etc.).

### **I.3.7 Description simplifiée du fonctionnement :**

Pour mieux comprendre le mécanisme de rayonnement des antennes imprimées, la littérature scientifique s'appuie généralement sur la théorie de l'optique. Considérons la coupe donnée dans la figure I.10. Au point **a** du conducteur supérieur, on a déposé une

source ponctuelle (densité de courant de surface), qui rayonne dans toutes les directions. Une partie du signal émis est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. Certains des rayons aboutissent sur l'arête du conducteur (point **b**), qui les diffracte. Cette figure peut être divisée en trois régions distinctes:

**Région A :** Dans le substrat, entre les deux plans conducteurs, les rayons sont le plus concentrés. Le champ électromagnétique s'accumule dans cette région de l'espace. Cette propriété est très utile pour la propagation du signal le long d'une ligne microruban.

**Région B :** Dans l'air, au-dessus du substrat, le signal se disperse librement dans l'espace et contribue au rayonnement de l'antenne. Comme les courants de surface circulent surtout sur la face inférieure du conducteur supérieur (côté diélectrique), le rayonnement paraît surtout être émis par le voisinage immédiat des arêtes. Certains modèles simplifiés mettent à profit cette constatation : ils considèrent le rayonnement d'un ensemble de fentes fictives, situées sur le pourtour de l'antenne.

**Région C :** Certains rayons atteignent les surfaces de séparation avec une incidence rasante, et restent piégés à l'intérieur du diélectrique. Il s'agit du mécanisme de la réflexion totale, dont font usage les fibres optiques. Une onde de surface est alors guidée par le bord

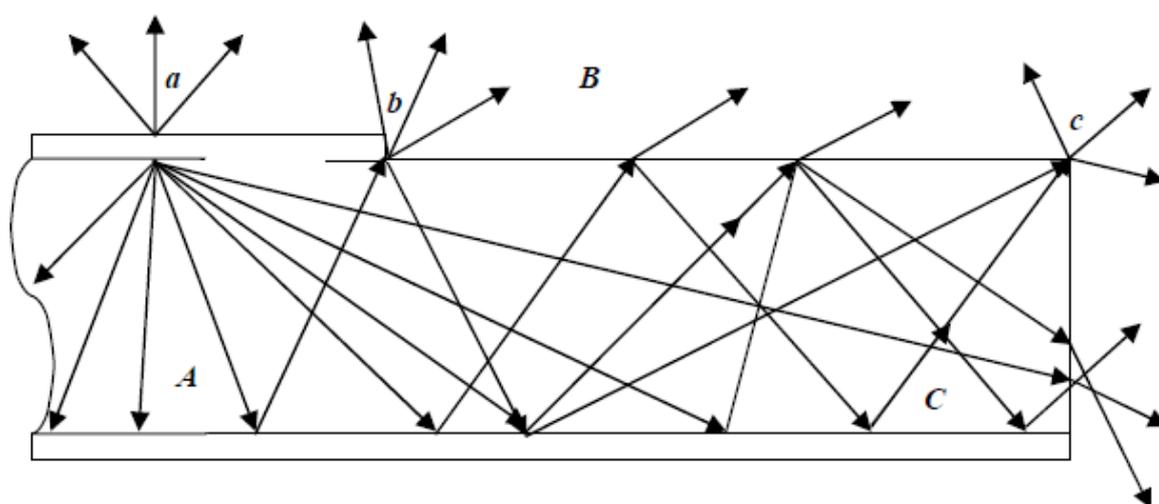


Figure I.10: Trajectoires des rayons dans une antenne microruban (coupe).

du diélectrique, ne contribuant pas directement au rayonnement de l'antenne. Toutefois, quand cette onde atteint le bord du substrat (point **c**), elle est diffractée et génère un rayonnement parasite. Dans le cas d'une antenne en réseau, l'onde de surface crée un couplage entre les éléments du réseau. Le diagramme de rayonnement de l'antenne peut être perturbé par la présence d'ondes de surface, notamment au niveau des lobes secondaires. On pourrait en principe faire usage des ondes de surface pour alimenter les éléments d'un réseau. On peut associer des plages de fréquence aux trois régions précédentes :

**Plage de fréquence A :** En basse fréquence, les champs restent surtout concentrés dans la région A. Il y a alors propagation sans rayonnement. La structure qui en résulte est une ligne de transmission ou un des éléments dérivés.

**Plage de fréquence B :** A plus haute fréquence, le rayonnement dans l'air devient significatif et la structure se comporte comme une antenne. Il reste néanmoins une importante concentration des champs entre les deux conducteurs (énergie réactive emmagasinée dans la zone du champ proche). Comme les diélectriques présentent toujours certaines pertes, il en résulte une absorption du signal. Le rendement d'une antenne microruban reste de ce fait assez modeste.

**Plage de fréquence C :** Bien qu'une onde de surface puisse en principe se propager quelle que soit la fréquence du signal, c'est surtout au-dessus d'une certaine fréquence limite que ces ondes jouent un rôle significatif. La structure devient alors un lanceur d'ondes de surface. Elle ne peut plus guère être utilisée comme antenne, à moins que l'on ne dispose d'une transition adéquate, qui effectue le passage d'une onde de surface à une onde rayonnée.

Lors de la conception d'une antenne microruban, les dimensions et les propriétés du substrat doivent être choisies avec soins, afin d'assurer que le fonctionnement à la

fréquence du signal se situera bien dans la deuxième plage de fréquence (**B**, rayonnement). Il faut encore noter que ces trois plages ne sont pas séparées par des cloisons nettes, mais plutôt qu'il y a des transitions graduelles entre-elle. Le choix des dimensions résulte par conséquent d'un compromis, qui tient compte de la quantité d'effets parasites pouvant être tolérée. Un paramètre jouant un rôle crucial est l'épaisseur du substrat. Un substrat très mince a tendance à concentrer les champs dans le diélectrique, ce qui réduit le rendement. On peut l'améliorer en prenant un substrat plus épais. Malheureusement, cela augmente aussi la probabilité d'exciter des ondes de surface.

### **I.3.8 Applications des antennes imprimées :**

Les demandes des antennes imprimées sont au loin très nombreuses, de l'électronique grand public aux systèmes technologiques de pointe [1]. Les antennes imprimées sont utilisées dans :

1. La télémétrie des missiles.
2. Les contrôles et les commandes à distance.
3. Les radars.
4. Les Réseaux mobiles (GSM 900, DCS 1800, UMTS,...).
5. Réseaux sans fils : (WLAN, BLUETOOTH, WIFI, ...).
6. Les communications spatiales (GPS).

Plusieurs systèmes complexes comme les radars de poursuite ont été miniaturisés à partir de la taille réduite des antennes planaires.

Quelques domaines d'applications des antennes imprimées et leurs largeurs de bandes :

Tableau I.1 : domaines d'applications des antennes imprimées

Applications	Fréquences
GPS	1575 MHz et 1227 MHz
Système de communication personnel	1.875-1.99 GHz et 2.18-2.20 GHz
GSM	980-915 MHz et 935-960 MHz
Réseau locaux sans fils	2.4-2.48 GHz et 5.4 GHz
Satellite de radiodiffusion	11.7-12.5 GHz
Radar de poursuite	60GHz et 77 GHz

## I.4 SUPRACONDUCTIVITE

### I.4.1 Introduction

La supraconductivité est la propriété que possèdent certains matériaux de conduire le courant électrique sans résistance à condition que leur température soit inférieure à une certaine valeur appelée température critique ( $T_c$ ). Ces matériaux supraconducteurs s'opposent également à tout champ magnétique externe.

### I.4.2 Grandeurs critiques

L'état supraconducteur non dissipatif est limité par trois grandeurs, appelées grandeurs critiques, au-delà desquelles le matériau passe dans un état fortement dissipatif. Il s'agit de la densité de courant critique  $J_c$ , de la température critique  $T_c$ , et du champ magnétique  $H_c$ .

#### I.4.2.1 Température critique

L'état de supraconductivité caractérise la plupart des métaux à condition que la température soit très proche de 0 K. La température en dessous de laquelle un matériau devient supraconducteur est nommée température critique.  $T_c$  est également la température de transition qui délimite l'état supraconducteur de l'état normal. A noter que la

supraconductivité est obtenue aux températures  $T_c$  plus élevées pour les métaux mauvais conducteurs dans l'état normal. La partie I représente la variation de la résistivité,  $\rho(T)$  à l'état normal, correspondante à la relation suivante:

$$\rho(T) = CT^5 + \rho_r \quad (\text{I.1})$$

Où  $\rho_r$  est dépendante des impuretés et des défauts du réseau cristallin. La partie II de la courbe (Figure I.11) représente une décroissance spontanée sur la température critique est caractérise l'état supraconducteur.

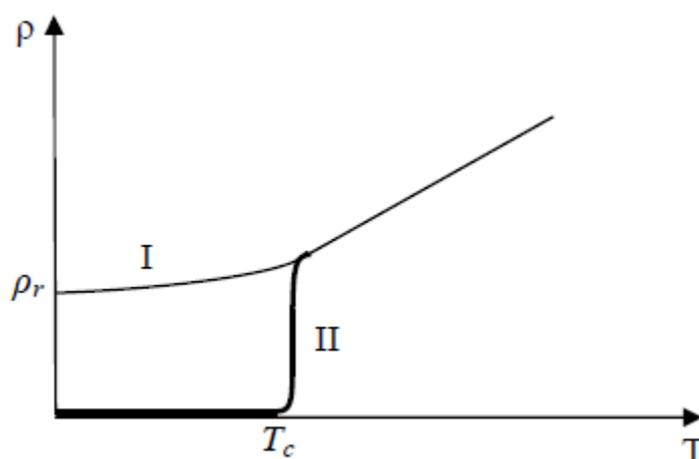


Figure I. 11: Dépendance de la résistivité en fonction de la température pour l'état normal (I) et l'état supraconducteur (II)

#### I.4.2.2 Densité de courant critique

C'est la deuxième grandeur qui limite l'état supraconducteur. La densité de courant critique est la valeur maximale correspondante au-delà de laquelle une résistivité apparaît. Des fils relativement fins réalisés de matériaux supraconducteurs peuvent être employés pour transporter de forts courants puisqu'il n'y a aucune perte d'énergie thermique. Cependant, ces matériaux sont conçus pour transporter un certain courant maximum limite. Au-dessus de ce courant critique ils cessent d'être supraconducteurs et passent à l'état normal même s'ils sont au-dessous de la température critique. Ce courant critique représenté par sa densité  $J$  est utilisé dans les limiteurs découvrant supraconducteurs. La

densité de courant critique ( $J_c$ ) est une fonction non linéaire de la température et du champ magnétique.

### I.4.2.3 Champ magnétique critique

L'état supraconducteur peut disparaître pour un champ magnétique extérieur d'une certaine intensité  $H_c$  dépendant de la température. Dans la Figure III.3, la courbe  $H_c(T)$  divise le quadrant  $H(T)$ , ( $H > 0$ ,  $T > 0$ ), en deux régions ; état supraconducteur et état normale. La température maximale à laquelle un matériau est supraconducteur est obtenue pour un champ extérieur nul. Le supraconducteur présente la propriété nommée effet Meissner Ochsenfeld, qui consiste à ce que les lignes de champ magnétique sont expulsées du matériau. Ainsi pour  $T$  supérieurs à  $T_c$  le matériau est non magnétique (aimantation nulle), par contre pour  $T$  inférieur à  $T_c$  il est parfaitement diamagnétique (aimantation négative) si le champ magnétique extérieur n'est pas très élevé ( $H < H_c$ ). Le champ critique varie avec la température suivant la loi approximative :

$$H_c(T) = H_c(0) \left[ 1 - \left( \frac{T}{T_c} \right)^2 \right] \quad (\text{I.2})$$

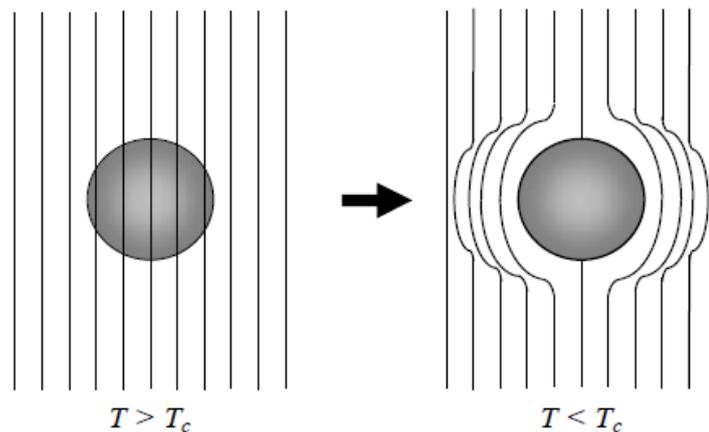


Figure I. 12 : Effet Meissner dans une sphère supraconductrice

## **I.5 LES ANTENNES A RESONATEUR DIELECTRIQUE**

### **I.5.1 Généralités :**

Durant ces dernières années, les résonateurs diélectriques ont connu un grand développement dans le domaine des microondes pour de nombreuses applications telles que la réalisation d'oscillateurs [13], dispositifs de filtrage et les guides d'ondes. L'appellation de résonateur diélectrique (RD) est apparue en 1939 lorsque Richtmyer a montré que des objets diélectriques non métallisés pouvaient fonctionner en tant qu'éléments résonants aux hyperfréquences [14]. Les résonateurs diélectriques sont de formes variées, réalisés en céramiques polycristallines. Ils sont utilisés comme circuits résonants de base pour la réalisation de filtres aux hyperfréquences, permettant par exemple la sélection d'une bande de fréquence et pouvant servir au multiplexage des fréquences comme dans les stations de base de radiotéléphone, etc.

### **I.5.2 Définition :**

Les résonateurs diélectriques sont des pastilles céramiques polycristallines nues ou métallisées. Il existe cependant certaines applications où les caractéristiques des résonateurs diélectriques sont indispensables et n'ont pas encore trouvé de remplaçant. De nos jours, les résonateurs diélectriques prennent place dans différents systèmes, aussi bien passifs, qu'actifs, comme par exemple, les oscillateurs, les dispositifs de filtrage et les antennes.

### **I.5.3 Différentes formes d'antennes à résonateurs diélectriques (ARDs) :**

Les grandeurs qui caractérisent les résonateurs diélectriques sont : la forme, les dimensions et la permittivité. Par un choix convenable de ces paramètres, un diagramme de rayonnement très intéressant peut être obtenu. Les formes rectangulaires [15], et cylindriques [16] sont les plus connues et les plus utilisées dans les circuits microondes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication.

Long et al ont proposé pour la première fois la forme rectangulaire, et hémisphérique [17], l'utilisation de la forme triangulaire a également été prise en considération par certains auteurs [18], et on trouve également d'autres formes (figure I.11) plus complexes et plus difficiles. Elles sont utilisées dans certaines applications particulières telles que la forme tétraédrique [19] et anneau cylindrique [20].



Figure I.13: Diverses formes des résonateurs diélectriques

#### **I.5.4 Principe de fonctionnement**

Le terme résonateur diélectrique est apparu en 1939 lorsque Richtmyer a montré que des objets diélectriques non métallisés pouvaient fonctionner en tant qu'éléments résonants aux hyperfréquences [21]. Après, en 1953, Schlike a rapporté l'existence de matériaux de permittivité  $\epsilon_r$  supérieure à 100. Au début des années soixante, Okaya et Barash ont étudié la propagation et la distribution des modes d'ondes ( $TE_{xyz}$  et  $TM_{xyz}$ ) dans un barreau diélectrique [22].

#### **I.5.5 Les différentes techniques d'excitation d'une antenne à résonateur diélectrique**

La théorie montre que le point important dans l'étude et la réalisation d'antenne à résonateur diélectrique est non seulement la forme des éléments rayonnants mais aussi son

alimentation. On distingue plusieurs méthodes d'alimentation, qui peuvent être classées en deux grandes catégories: par contact direct et sans contact.

#### I.5.5.1 Alimentation par contact direct :

L'alimentation par ligne microbande c'est le moyen le plus simple à alimenter une antenne et le plus facile à réaliser, cette technique consiste à placer la ligne micro-ruban au-dessous du résonateur diélectrique, comme le montre la figure I.12. La position, la longueur et la largeur de la ligne affectera l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation, offrant ainsi un moyen efficace d'adaptation [23]. Ce type d'alimentation est très utilisé dans les réseaux d'antennes à résonateur diélectrique de différentes formes.

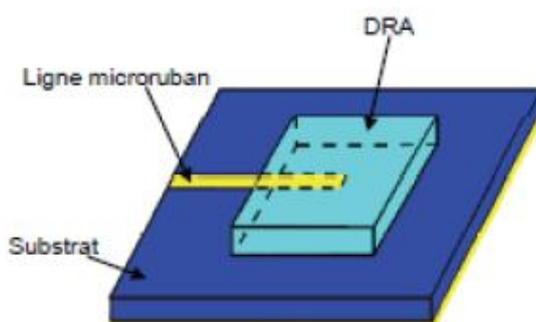


Figure I.114: Résonateur diélectrique excité par une ligne microruban

La figure I.13, montre une antenne à résonateur diélectrique rectangulaire excitée par un câble coaxial via une sonde. Cette méthode d'excitation est très employée pour l'alimentation des antennes ARDs [24] car elle est simple à fabriquer, pour les substrats de faibles épaisseurs. En général, La connexion coaxiale est implantée à la face inférieure du circuit, et placée soit adjacente, soit à l'intérieur de l'antenne ARD.

L'âme central est connecté sur l'élément rayonnant, afin d'adapter les impédances. L'embase du connecteur (conducteur extérieur) est directement reliée au plan de masse.

Le principal avantage de ce type d'alimentation est la possibilité de placer la sonde coaxiale à n'importe quel endroit à l'intérieur du résonateur afin de rechercher le meilleur

rendement. Cependant, son inconvénient principal est au niveau du perçage du substrat et du RD comme le montre Junker dans [25].

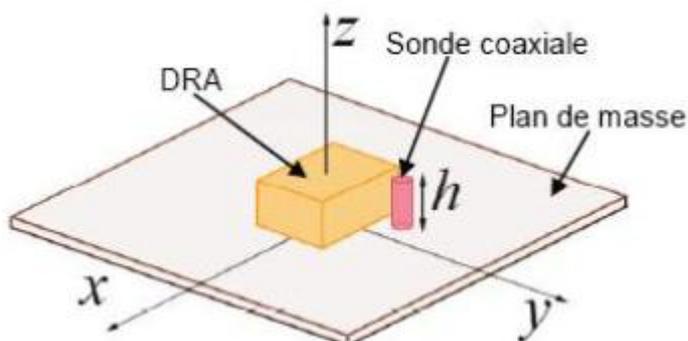


Figure I.125: Résonateur diélectrique alimenté par un câble coaxial

### I.5.5.2 Alimentation sans contact :

Un autre moyen d'exciter une antenne RD est d'utiliser une fente dans le plan masse, cette technique est très intéressante puisqu'elle a la possibilité d'élargir la bande passante et présente un rayonnement parasite faible au niveau de l'élément rayonnant [26].

Dans ce cas, une ligne est disposée au-dessous du substrat et du plan de masse, qui est entaillé d'une fente sous l'élément rayonnant (figure I.14). En règle générale, la fente de couplage est centrée sous le RD. La taille, la forme et le positionnement de l'ouverture influent sur le couplage entre la ligne micro ruban et le résonateur.

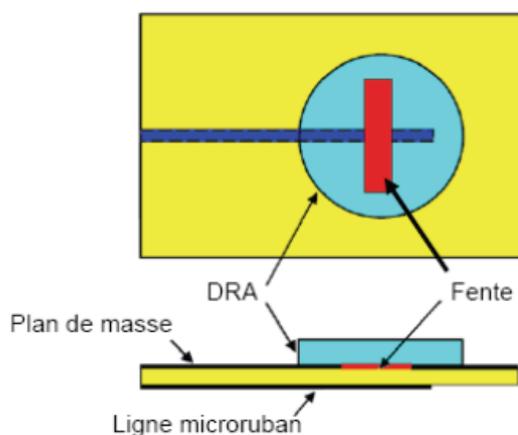


Figure I.136: Résonateur diélectrique alimenté par une fente dans le plan masse

La deuxième méthode d'alimentation sans contact c'est l'excitation par ligne coplanaire. Pour la technologie coplanaire (ou CPW en anglais, CoPlanar Waveguide), le plan de masse et la ligne coplanaire sont situés sur le même côté du substrat (face inférieure) [27], comme l'illustre la figure I.15. Le principal avantage de cette méthode d'excitation est qu'elle évite les soudures et les perçages dans le substrat par rapport à la ligne microstrip, et offre la meilleure bande passante.

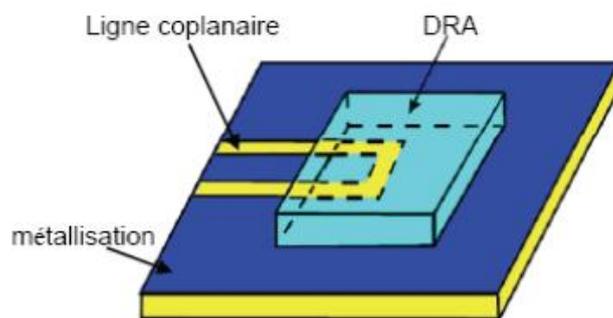


Figure I.147: Résonateur diélectrique alimenté par une ligne coplanaire

### I.5.6 Les avantages des Antennes à Résonateurs Diélectriques (ARD) :

Les résonateurs diélectriques sont habituellement utilisés dans les filtres, les oscillateurs et les antennes, en raison de leurs nombreux avantages. Diverses formes sont envisageables et de nombreuses techniques d'alimentation sont possibles. De plus, un nombre important de modes associés à des diagrammes de rayonnement différents peuvent être excités. Les applications sollicitant différentes bandes de fréquence et permettant la formation de multiples faisceaux sont alors envisageables avec un seul élément.

Les antennes à résonateurs diélectriques sont constituées d'un volume de matériaux diélectriques qui possèdent les avantages suivants [28-29] :

- Une large bande passante naturelle.
- Un rendement élevé, dû à l'absence de pertes ohmiques et d'ondes de surfaces.
- Coût et poids faibles.

- Variété des formes possibles.
- Possibilité de les alimenter avec les méthodes classiques, ce qui les rend compatibles avec les technologies existantes.
- De plus, sa large gamme de permittivité (de 10 à 100) permet de contrôler facilement la taille et la bande passante de l'antenne.
- Une susceptibilité aux tolérances de fabrication inférieures à celles des antennes microrubans propre aux ondes millimétriques.
- Plusieurs modes de résonances peuvent être excités, ce qui donne des diagrammes de rayonnement différents.
- Variété de diagrammes de rayonnement : Selon les modes excités, différents diagrammes de rayonnement sont obtenus. On augmente ainsi le nombre d'applications. Les performances de diagramme de rayonnement et de directivité sont plus élevées en comparaison à ceux des antennes microrubans, fonctionnant sur les mêmes fréquences, que ce soit dans la gamme des ondes millimétrique [28] ou centimétriques.

## **I.6 CONCLUSION**

Ce chapitre a permis d'avoir une vue d'ensemble sur deux différents types d'antennes destinées au système de télécommunications. Une première partie a décrit les antennes à éléments rayonnants imprimés, où nous avons donné une description succincte de ces antennes, les différentes formes existantes, ainsi que leurs avantages et inconvénients. Nous avons exposé également les différentes techniques d'alimentation, une description simplifiée du fonctionnement et leurs applications. La deuxième partie est consacrée aux antennes à résonateurs diélectriques. Dans cette partie, nous avons présenté des généralités sur ces types d'antennes à résonateur diélectrique, les différentes formes, le

principe de fonctionnement, les différentes techniques d'excitation et leurs avantages. Afin d'étudier ces antennes par des méthodes d'optimisation et d'approximation, des techniques de modélisation seront introduites et détaillées dans le deuxième chapitre tels que les réseaux de neurones.

## **I.7 RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

- [1] J. R. James, P. S. Hall, Handbook of Microstrip Antennas. Peter Peregrinus, London, UK, 1989.
- [2] I. J. Bahl and P. E. Bhartia, Microstrip Antennas. Dedham, MA: Artech House, 1980
- [3] Odile Picon et coll .les-antennes-théorie-conception-et-application, Dunod, Paris, 2009
- [4] David M. Pozar; Daniel H. Schaubert, Antennes microruban : analyse et conception d'antennes et de réseaux microruban, Wiley-IEEE Press, 1995
- [5] S. Singh, N. Agarwal, N. Nitin and A. K. Jaiswal, "Design consideration of microstrip patch antenna", International Journal of Electronics and Computer Science Engineering, vol. 2, no. 1, pp. 306–316, 2013.
- [6] V. Azman, "Conformal antenna arrays for 3G cellular base stations", Thèse de Doctorat à l'université de Queensland Brisbane, Australia, 2002.
- [7] M. T. Kawser, "Investigation of a novel dual band microstrip/ waveguide hybrid antenna element", Mémoire de Master Institut Polytechnique de Virginia, United States, 2005.
- [8] D. Gorodetsky, "An investigation of on-chip antenna characteristics related to energy harvesting applications", Mémoire de Master Université de Pittsburgh, United States, 2002.

- [9] M. Kara, "Empirical formulas for the computation of the physical properties of rectangular microstrip antenna elements with thick substrates", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 14, no. 2, pp.115–121, 1997.
- [10] D. M. Pozar, "Microstrip antennas", *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 1, pp. 79-91, 1992.
- [11] B. Belentepe, "Modeling and design of electromagnetically coupled microstrip patch antennas and antenna arrays", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 37, no. 1, pp. 31–39, 1995.
- [12] Y. Tighilt, "Identification des antennes microrubans multicouches par la méthode spectrale et les réseaux de neurones", Thèse de Doctorat Uuniversité de Sétif, Algérie, 2011.
- [13] C. A. Flory and H. L. Ko; "Microwave oscillators incorporating high performance distributed Bragg reflector microwave resonator", *IEEE-UFFC*, vol. 45, pp. 824-829, 1998.
- [14] R. Richtmyer, *Dielectric Resonators*, *J. Appl. Phys*, vol .10, pp. 391-398, 1939.
- [15] M. W. McAllister, S. A. Long and G. L. Conway; "Rectangular Dielectric Resonator Antenna", *Electronics letters*, vol. 19, n°. 6, pp. 218-219, 1983.
- [16] S. A. Long, M. W. McAllister and L. C. Shen; "The resonant cylindrical dielectric cavity antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 31, n°. 3, pp. 406-412, 1983.
- [17] K. W. Leung; "Conformal Strip Excitation of Dielectric Resonator", *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, vol. 48, n°. 6, pp. 961-967, 2000.
- [18] A. Ittipiboon, R. K. Mongia, Y. M. M Antar, P. Bhartia and M. Cuhaci; "Aperture fed rectangular and triangular dielectric resonators for use as magnetic dipole antennas ", *Electronics Letters*," vol. 29, n°. 23, pp. 2001 - 2002, 1993.

- [19] A. A. Kishk; "Wide-Band Truncated Tetrahedron Dielectric Resonator Antenna Excited by a Coaxial Probe", IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 51, n°. 10, pp. 1500-1504, 2003.
- [20] M. T. K. Tarn and R. D. Murch; "Circularly Polarized Circular Sector Dielectric Resonator Antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 48, n°.1, pp. 126-129, 2000.
- [21] V. Fusco. "Foundations of Antenna Theory and Techniques". Prentice Hall, 2005.
- [22] A. Okaya, F. Barash, "The dielectric microwave resonator", Proc. IRE, vol.50, pp. 2081-2092, 1962.
- [23] R. A Kranenburg and S. A Long ; "Microstrip transmission line excitation of Dielectric Resonator Antenna ", Electronics Letters, vol. 24, n°. 18, pp. 1156-1157, 1988.
- [24] G. Zhou, A. A. Kishk and A. W. Glisson; "Input Impedance of a Hemispherical Dielectric Resonator Antenna Excited by a Coaxial Probe", IEEE Antennas and Propagation Symposium, Ann Arbour Michigan, pp. 1038-1041, 1993.
- [25] G. P. Junker, A. A. Kishk, A. W. Glisson and D. Kajfez; "Effect of an air gap around the coaxial probe exciting a cylindrical dielectric resonator antennas", Electronics Letters, vol. 30, n°. 3, pp. 177-178, 1994.
- [26] C. Y. Huang, J. Y. Wu and K. L. Wong; "Cross-Slot-Coupled Microstrip Antenna and Dielectric Resonator Antenna for Circular Polarisation", IEEE Transactions on Antennas and Propagations, vol. 47, n°. 4, pp. 605-609, 1999.
- [27] M. S. Al Salameh, Y. M .M. Antar and G. Seguin; "Coplanar-Waveguide-Fed Slot-Coupled Rectangular Dielectric Resonator Antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 50, pp. 1415-1419, 2002.

- [28] A. Petosa, "Recent Advances in Dielectric Resonator Antenna Technology," IEEE Antennas and Propagations Magazine, vol. 40, n<sup>o</sup>.3, pp. 35-46, 2002.
- [29] A, Petosa, "Antenna Research at the Communication Research Center," IEEE Antennas and Propagations Magazine, vol. 37, no.5, pp. 7-18, 2002.

**Chapitre II**

**Méthodes d'optimisation et  
d'approximation : Applications  
aux micro-ondes**

## II.1 INTRODUCTION

Les problèmes d'optimisation préoccupent de plus en plus les chercheurs et les ingénieurs quels que soient leurs domaines d'études. On cherche en effet de plus en plus à minimiser les coûts de production, la taille des circuits électroniques,... La figure II.1 présente les trois étapes d'un processus d'optimisation [1] : analyse, synthèse et évaluation. Tout d'abord, il convient d'analyser le problème et d'opérer un certain nombre de choix préalables :

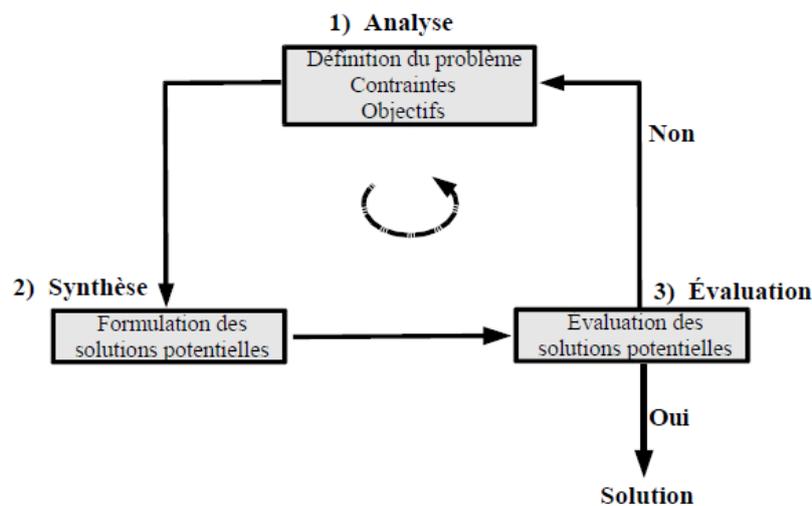


Figure II.1 : Processus d'optimisation d'un problème

- Variables du problème : quels sont les paramètres intéressants à faire varier ?
- Espace de recherche: dans quelles limites faire varier ces paramètres ?
- Fonctions objectif: quels sont les objectifs à atteindre ?
- Méthode d'optimisation: quelle méthode choisir ?

Une fois effectués ces différents choix, la méthode choisie synthétise des solutions potentielles qui sont évaluées, éventuellement éliminées jusqu'à l'obtention d'une solution acceptable. Si nécessaire, le problème peut être redéfini à partir des solutions déjà obtenues.

## II.2 METHODES D'OPTIMISATION ET D'APPROXIMATION

Les méthodes d'optimisation permettent de déterminer plusieurs solutions dans l'espace en maximisant ou minimisant un critère. On définit alors une fonction objective, que l'on

cherche à optimiser par rapport à tous les paramètres concernés. Une telle fonction objective présente généralement un grand nombre de solutions non optimales. Ce qui explique l'importance du problème d'optimisation d'une fonction, et ce dans tous les domaines, notamment dans le domaine de la télécommunication [2]-[3]. Dans le cas d'une antenne microbande, l'optimisation consiste à approximer d'une manière adéquate un de ces paramètres tels que les dimensions de l'antenne, la fréquence de résonance, ou l'impédance d'entrée [4]. Généralement le processus d'optimisation se fait en trois étapes: analyse, synthèse et évaluation.

Au cours de ce chapitre nous allons étudier deux méthodes d'optimisation essentiellement utilisées dans le domaine des microondes à savoir les algorithmes génétiques et les réseaux de neurones artificiels.

### **II.3 ALGORITHMES GENETIQUES**

Les Algorithmes Génétiques (GA) sont des techniques d'optimisation stochastiques qui tentent d'imiter les processus d'évolution naturelle des espèces et de la génétique. Ils agissent sur une population d'individus assujettis à une sélection darwinienne : les individus (ou parents) les mieux adaptés à leur environnement survivent et peuvent se reproduire. Ils sont alors soumis à des mécanismes de recombinaisons analogues à ceux de la génétique. Des échanges de gènes entre parents résulte la création de nouveaux individus (ou enfants), qui permettent de tester d'autres configurations de l'espace de recherche [3].

Le déroulement des algorithmes génétiques standards, peut être résumé comme suit [5]:

- génération de la population initiale,
- sélection,
- reproduction (croisement et mutation),
- remplacement par la nouvelle population.

Toutefois elle nécessite un temps de calcul considérable. L'optimisation par les algorithmes génétiques a été largement utilisée dans la modélisation des antennes [6]-[7]. Elle a été aussi utilisée pour l'initiation des poids d'un réseau de neurones [4], cette conjugaison entre les deux méthodes d'optimisation permet de résoudre le problème des minima locaux dont souffrent les réseaux de neurones artificiels.

Dans cette optique d'optimisation, nous avons étudié un nouveau modèle pour la fréquence de résonance d'un patch microruban circulaire sur un substrat à deux couches à l'aide de la méthode du moment et d'algorithmes génétiques. Ce modèle est bien adapté à la conception assistée par ordinateur. Il est basé sur des algorithmes génétiques en conjonction avec la méthode du moment. Le modèle élaboré est très simple, rapide, précis et valable pour toute une gamme de permittivités et d'épaisseurs de substrat à deux couches ainsi qu'une antenne patch à substrat unique. Les fréquences de résonance calculées ont été comparées aux valeurs expérimentales, et ce modèle actuel montre un bon accord avec les valeurs mesurées, où nous avons présenté l'effet d'un substrat à deux couches sur les caractéristiques de résonance de l'antenne microruban à disque circulaire [8].

## **II.4 LES RESEAUX DE NEURONES ARTIFICIELS**

### **II.4.1 Historique des réseaux de neurones**

L'étude du cerveau humain est ancienne depuis plusieurs milliers d'années. Avec l'avènement de l'électronique moderne, il était naturel d'essayer d'exploiter ce processus de réflexion. Le premier pas vers les réseaux de neurones artificiels a été initié en 1943, lorsque Warren McCulloch, un neurophysiologiste, et le jeune mathématicien Walter Pitts ont écrit un article sur le fonctionnement des neurones, où il a modélisé un simple réseau de neurones avec des circuits électriques. Une théorie des assemblées de neurones a été établie par Donald Hebb en 1949. Elle est à la fois utilisée comme hypothèse en neurosciences et comme concept dans les réseaux neuronaux en mathématiques. Cette théorie tente d'expliquer l'apprentissage

associatif, dans lequel une association est faite par la répétition de deux stimuli. La répétition d'un stimulus seul entraîne le rappel de l'autre stimulus ensuite. Au fur et à mesure que les ordinateurs se développent dans les années 1950, il est devenu possible de commencer à modéliser les rudiments de ces théories concernant les pensées. Nathaniel Rochester (Pionnier de l'informatique) était l'architecte en chef du premier ordinateur scientifique (IBM 701) produit en série, et du prototype de sa première version commerciale, l'IBM 702. Durant l'été 1956, la conférence de Dartmouth (Dartmouth Summer Research Project on Artificial Intelligence), a été organisée par Marvin Minsky et John McCarthy, qui est considéré comme l'acte de naissance de l'intelligence artificielle en tant que domaine de recherche autonome. Dans les années qui ont suivi le projet de Dartmouth, John Von Neumann a suggéré d'imiter les fonctions simples des neurones en utilisant des relais télégraphiques ou des tubes à vide. Par ailleurs, Frank Rosenblatt, neurobiologiste de Cornell, a commencé le travail sur le Perceptron.

Malheureusement, le perceptron est limité et a été prouvé comme tel lors de la "années de désillusion" dans le livre de Marvin Minsky et Seymour Papert de 1969 Perceptrons.

En 1959, Bernard Widrow et Marcian Hoff de Stanford ont développé des modèles qu'ils ont appelés ADALINE et MADALINE. Ces modèles ont été nommés pour leur utilisation de Multiple ADaptive LINear Elements. MADALINE a été le premier réseau de neurones à être appliqué à un problème du monde réel.

En 1982, plusieurs événements ont suscité un regain d'intérêt. John Hopfield de Caltech a présenté un document à l'Académie nationale des sciences.

En 1985, l'Institut américain de physique a commencé ce qui est devenu une réunion annuelle, réseaux neuronaux pour l'informatique. En 1987, l'Institut de Première conférence internationale de l'Electrical and Electronic Engineer (IEEE) sur Les réseaux neuronaux a attiré plus de 1800 participants.

En 1989, lors de la réunion des réseaux neuronaux pour la défense, Bernard Widrow a déclaré à son auditoire qu'ils étaient engagés dans la quatrième guerre mondiale, "la troisième guerre mondiale n'est jamais arrivé", où les champs de bataille sont le commerce mondial et la fabrication. La recherche sur l'innovation dans les petites entreprises du ministère américain de la défense. En 1990 le programme a nommé 16 sujets qui visaient spécifiquement les réseaux de neurones avec 13 autres sujets mentionnant l'utilisation possible de réseaux de neurones.

#### **II.4.2 Pourquoi les réseaux de neurones artificiels ?**

Plusieurs avancées ont été faites pour développer les systèmes intelligents, certaines inspirées par les réseaux de neurones biologiques. Ainsi des chercheurs de beaucoup de disciplines scientifiques conçoivent les réseaux de neurones artificiels (ANN) pour résoudre une variété de problèmes tels que : l'identification de modèle, la prévision (prédiction), l'optimisation, la mémoire associative et le contrôle [9].

Des approches conventionnelles ont été proposées pour résoudre ces problèmes. Bien qu'elles puissent être appliquées avec succès pour certaines applications, aucune d'elles n'est assez flexible pour être exécutée avec réussite en dehors de son application. Les réseaux de neurones artificiels fournissent des solutions de rechange passionnantes, beaucoup d'applications pourraient tirer bénéfice en les employant [10], [11].

Les calculateurs numériques modernes surpassent les humains dans le domaine du calcul numérique et la manipulation relative de symboles. Cependant, les humains peuvent facilement résoudre des problèmes perceptuels complexes (identifier un homme dans une foule d'un seul aperçu de son visage) à une telle vitesse et ampleur que l'ordinateur le plus rapide du monde ne peut le faire. Pourquoi y a-t-il une différence si remarquable dans leur exécution? L'architecture neuronale biologique de système est complètement différente de l'architecture de Von Neumann. Cette différence affecte de manière significative le type de fonctions que

chaque modèle informatique peut mieux exécuter. Les efforts nombreux effectués pour développer des programmes “intelligents” basés sur l'architecture centralisée n'ont pas eu comme conséquence des programmes intelligents d'usage universel. Inspirés par les réseaux de neurones biologiques, les réseaux de neurones artificiels se composent d'un nombre extrêmement important de processeurs simples avec beaucoup d'interconnexions, de même que les modèles correspondants essaient d'employer quelques principes organisationnels employés chez l'humain. Une étude complète des réseaux de neurones artificiels exige la connaissance de la neurophysiologie, de la physique, de la théorie de commande, de l'informatique, de l'intelligence artificielle, des statistiques, des mathématiques. Les nouveaux développements dans ces disciplines nourrissent continuellement le champ des réseaux de neurones. D'autre part, les réseaux de neurones fournissent également une impulsion à ces disciplines sous forme de nouveaux outils et de représentations. Cette symbiose est nécessaire pour la vitalité de la recherche de réseaux neuronaux.

### **II.4.3 Quels sont les réseaux neuronaux artificiels ?**

Les réseaux neuronaux artificiels sont des modèles électroniques relativement rudimentaires basés sur la structure neurale du cerveau. Le cerveau apprend essentiellement à partir d'expérience. C'est la preuve naturelle que certains problèmes qui dépassent le cadre des ordinateurs actuels peuvent en effet être résolus par de petits paquets à faible consommation d'énergie. Cette modélisation du cerveau promet également une façon moins technique de développer des machines solutions. Cette nouvelle approche de l'informatique offre également une dégradation lors d'une surcharge du système que ses homologues plus traditionnels.

Ces méthodes de calcul d'inspiration biologique sont considérées comme les prochaines avancées majeures dans l'industrie informatique. Même un simple animal, les cerveaux sont capables de fonctions qui sont actuellement impossibles pour les ordinateurs. Les ordinateurs font bien les choses par cœur, comme tenir des livres comptables ou effectuer des opérations

complexes de les mathématiques. Mais les ordinateurs ont beaucoup de mal à reconnaître même les modèles simples moins de généraliser ces schémas du passé en actions du futur.

Aujourd'hui, les progrès de la recherche biologique promettent une première compréhension du mécanisme naturel de la pensée. Cette recherche montre que le cerveau stocke les informations sous forme de modèles. Certains de ces modèles sont très complexes et nous permettent de reconnaître des visages individuels sous de nombreux angles différents. Ce processus de stockage d'informations sous forme de modèles, d'utilisation de ces modèles, puis de résolution de problèmes englobe un nouveau domaine de l'informatique. Ce domaine, n'utilise pas la programmation traditionnelle mais implique la création de réseaux massivement parallèles et la formation de ces réseaux pour résoudre des problèmes spécifiques.

#### **II.4.3.1 Analogie avec le cerveau**

Le fonctionnement exact du cerveau humain reste un mystère. Pourtant, certains aspects de cet incroyable processeur sont connus. En particulier, l'élément le plus fondamental du cerveau humain est un type spécifique de cellule qui est contrairement au reste du corps, ne semble pas se régénérer. Comme ce type de cellule est la seule partie du corps qui n'est pas lentement remplacée, on suppose que ce sont ces cellules qui nous fournissent les capacités de nous souvenir, de penser et d'appliquer les expériences précédentes à chacune de nos actions. Ces cellules, qui sont au nombre de 100 milliards, sont connues sous le nom de neurones. Chacun de ces neurones peut se connecter avec jusqu'à 200 000 autres neurones, bien que 1 000 à 10 000 soient typiques. La puissance de l'esprit humain provient du nombre même de ces composants de base et des multiples connexions entre eux. Elle provient également de la programmation génétique et de l'apprentissage.

Les neurones individuels sont compliqués. Ils ont une myriade de parties, des sous-systèmes et des mécanismes de contrôle. Ils transmettent des informations via un hôte des voies

électrochimiques. Il existe plus d'une centaine de classes différentes des neurones, en fonction de la méthode de classification utilisée. Ensemble, ces Les neurones et leurs connexions forment un processus qui n'est ni binaire, ni stable, et non synchrone. Ces réseaux neuronaux artificiels tentent de reproduire uniquement les éléments de cet organisme compliqué, polyvalent et puissant. Ils le font dans d'une manière primitive. Mais pour l'ingénieur logiciel qui tente de résoudre l'informatique neuronale n'a jamais été une question de réplique du cerveau humain. Il s'agit sur les machines et une nouvelle façon de résoudre les problèmes.

#### II.4.3.2 Les neurones artificiels et leur fonctionnement

L'élément de traitement fondamental d'un réseau de neurones est un neurone. Cet élément de base de la conscience humaine englobe quelques capacités générales. Fondamentalement, un neurone biologique reçoit des apports d'autres sources, les combine d'une manière ou d'une autre, effectue une opération généralement non linéaire sur le résultat, puis produit le résultat final. La figure II.2 montre la relation entre ces quatre parties.

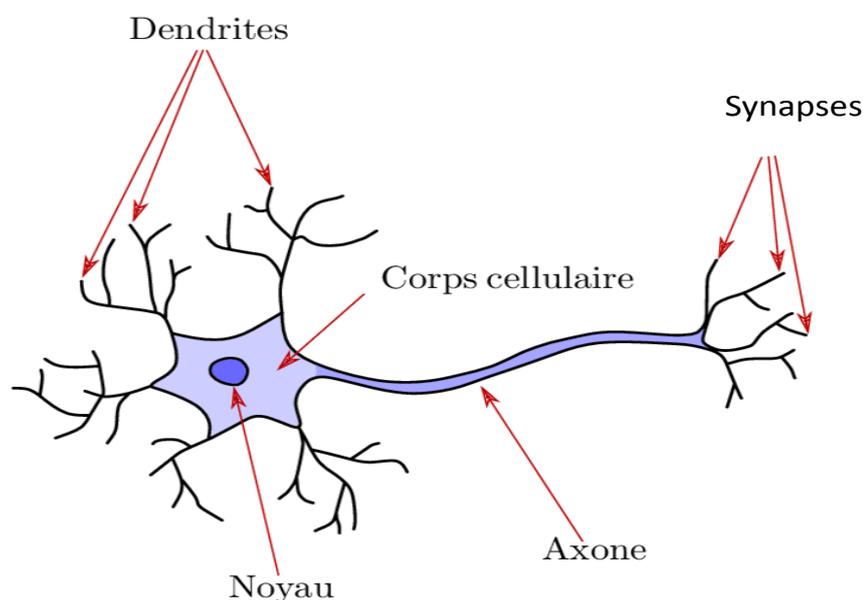


Figure II.2 Schéma d'un simple neurone

Chez l'homme, il existe de nombreuses variations de ce type de neurone de base, compliquant davantage les tentatives de l'homme de reproduire électriquement le processus de pensée.

Pourtant, tous les neurones naturels ont les quatre mêmes composantes de base. Ces composants sont connus sous leurs noms biologiques : dendrites, soma, axone, et les synapses. Les dendrites sont des extensions du soma, semblables à des cheveux, qui agissent comme les canaux d'entrée. Ces canaux d'entrée reçoivent leur entrée par le biais des synapses d'autres neurones. Le soma traite ensuite ces signaux entrants au fil du temps. Le soma transforme ensuite cette valeur traitée en un résultat qui est envoyé à d'autres neurones par l'intermédiaire de l'axone et des synapses.

Mais actuellement, l'objectif des réseaux neuronaux artificiels n'est pas la recreation grandiose du cerveau. Au contraire, les chercheurs en réseaux neuronaux cherchent à comprendre les capacités de la nature pour lesquelles les gens peuvent concevoir des solutions à des problèmes qui n'ont pas été résolus par l'informatique traditionnelle.

Pour ce faire, l'unité de base des réseaux neuronaux, les neurones artificiels, simulent les quatre fonctions de base des neurones naturels. La figure II.3 montre une représentation fondamentale d'un neurone artificiel.

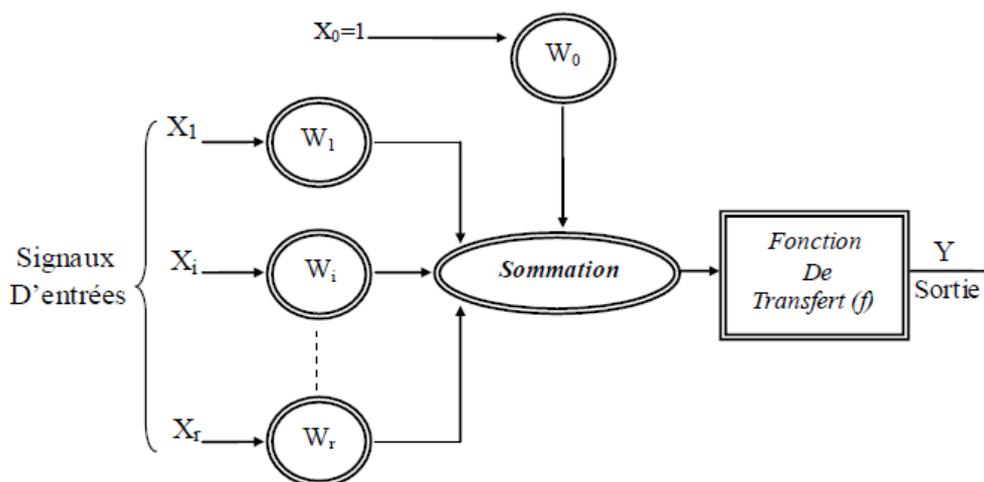


Figure II.3 Schéma d'un neurone artificiel de base.

Dans la figure II.3, les différentes entrées du réseau sont représentées par le symbole mathématique,  $x(r)$ . Chacune de ces entrées est multipliée par un poids de connexion. Ces

poids sont représentés par  $w(r)$ . Dans le cas le plus simple ces produits sont simplement additionnés, alimentés par une fonction de transfert vers générer un résultat, puis une sortie. Ce processus se prête à des mises en œuvre à grande échelle dans un petit paquet. Cette mise en œuvre électronique est encore possible avec d'autres structures de réseau qui utilisent différentes fonctions de sommation ainsi que différentes fonctions de transfert.

D'autres réseaux travaillent sur des problèmes pour lesquels les résolutions ne sont pas seulement une des nombreuses valeurs connues. Ces réseaux doivent être capables d'un nombre infini de réponses. Les applications de ce type comprennent "l'intelligence" des mouvements robotiques. Cette "intelligence" traite et crée ensuite des sorties qui font bouger un appareil. Ce mouvement peut couvrir un nombre infini de mouvements très précis. Ces réseaux veulent en effet lisser leurs entrées qui en raison des limitations des capteurs, arrivent en rafales non continues, disons trente fois par seconde. Pour ce faire, ils peuvent accepter ces entrées, additionner ces données, puis produire une sortie en appliquant, par exemple, une tangente hyperbolique comme fonction de transfert. De cette manière, les valeurs de sortie du réseau sont continuées et satisfont davantage d'interfaces du monde réel.

D'autres applications peuvent simplement additionner et comparer à un seuil, produisant ainsi l'un des deux résultats possibles, à zéro ou à un. D'autres fonctions mettent les résultats à l'échelle pour qu'ils correspondent à l'application, comme les valeurs moins un et un. Certaines fonctions intègrent même les données d'entrée dans le temps, créant ainsi des réseaux dépendant du temps.

#### **II.4.3.3 Mise en œuvre électronique des neurones artificiels**

Dans les logiciels actuellement disponibles, ces neurones artificiels sont appelés "éléments de traitement" et ont beaucoup plus de capacités que le simple neurone artificiel décrit ci-dessus. Ces capacités seront examinées plus loin dans ce qui suit. La figure II.4 est un schéma plus détaillé de ce neurone artificiel encore simpliste.

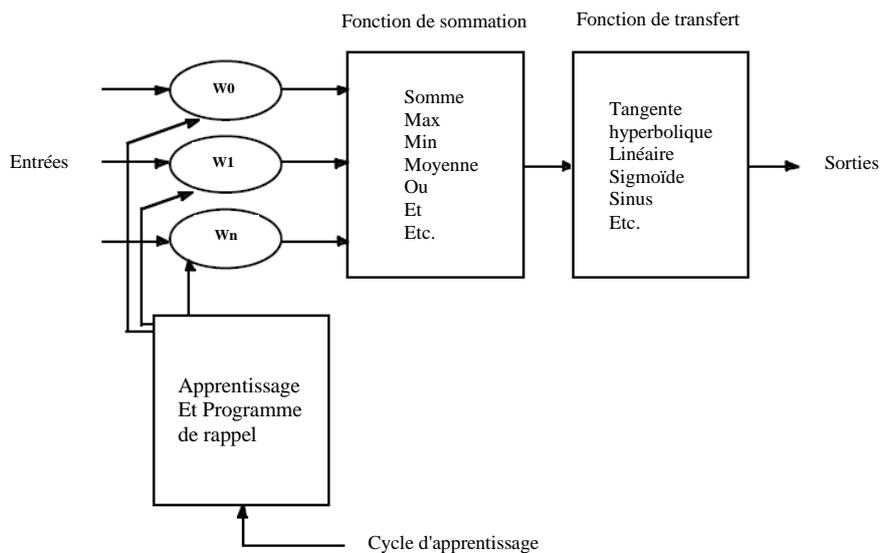


Figure II.4 Schéma du modèle d'un "élément de traitement".

Dans la figure II.4, les entrées entrent dans l'élément de traitement. La première étape consiste à multiplier chacune de ces entrées par leur facteur de pondération respectif ( $w(n)$ ). Ces entrées modifiées sont ensuite introduites dans la fonction de sommation, qui se contente généralement de faire la somme de ces produits. Pourtant, de nombreux différents types d'opérations peuvent être sélectionnés. Ces opérations pourraient produire un certain nombre de valeurs différentes qui sont ensuite propagées ; des valeurs telles que la moyenne, la plus grande, la plus petite, etc. En outre, la plupart des produits de développement commercial permettent aux logiciels pour créer leurs propres fonctions de sommation via des routines codées dans une langue de niveau supérieur. Parfois, la somme est encore compliquée par l'ajout d'une fonction d'activation ce qui permet à la fonction de sommation de fonctionner de manière sensible au temps.

Dans les deux cas, le résultat de la fonction de sommation est ensuite envoyé dans une fonction de transfert. Cette fonction transforme ensuite ce nombre en une sortie réelle via un algorithme quelconque. Les fonctions de transfert couramment supportées sont la tangente sigmoïde, sinusoïdale, hyperbolique, etc. Cette fonction de transfert peut également mettre à

l'échelle la sortie ou contrôler sa valeur par seuils. Le résultat de la fonction de transfert est généralement la sortie directe de l'élément de traitement. Voici un exemple du fonctionnement d'une fonction de transfert comme le montre la figure II.5. Cette fonction de transfert sigmoïde prend la valeur de la sommation appelée somme dans la figure II.5, et la transforme en une valeur comprise entre zéro et un.

Enfin, l'élément de traitement est prêt à produire le résultat de sa fonction de transfert. Cette sortie est ensuite introduite dans d'autres éléments de traitement, ou dans une connexion extérieure, selon la structure du réseau.

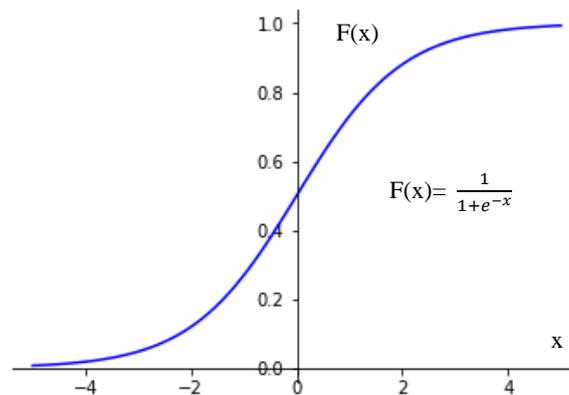


Figure II.5 Fonction de transfert sigmoïde.

Tous les réseaux neuronaux artificiels sont construits à partir de cet élément de base, l'élément de traitement ou le neurone artificiel. C'est la variété et les différences fondamentales de ces éléments de base qui font que la mise en œuvre des réseaux neuronaux est en partie un "art".

#### II.4.3.4 L'apprentissage d'un réseau de neurones artificiels

Une fois qu'un réseau a été structuré pour une application particulière, cela est prêt à être formé. Pour lancer ce processus, les poids initiaux sont choisis au hasard. Ensuite, la formation, ou l'apprentissage, commence. Il existe deux approches de l'apprentissage: supervisée et non supervisée. L'apprentissage supervisée implique un mécanisme qui consiste

à fournir au réseau le résultat souhaité, soit en "calibrant" manuellement les performances du réseau ou en fournissant les sorties souhaitées avec les entrées. L'apprentissage non supervisé c'est là que le réseau doit donner un sens aux apports sans aide extérieure.

La grande majorité des réseaux utilisent un apprentissage supervisé. L'apprentissage Non supervisé est utilisée pour effectuer une première caractérisation des entrées [12], [13]. Cependant, dans le sens où il s'agit d'un véritable auto-apprentissage, il n'est encore qu'une brillante promesse qui n'est pas entièrement comprise, qui ne fonctionne pas complètement, et qui est donc relégué au laboratoire.

#### **II.4.3.4.1 Apprentissage supervisé**

Dans ce type d'apprentissage, le réseau s'adapte par comparaison entre le résultat qu'il a calculé, en fonction des entrées fournies, et la réponse attendue en sortie, le résultat de cette comparaison c'est à dire de cette différence est le signal d'erreur. Ainsi les paramètres du réseau vont se modifier d'une manière itérative en fonction du signal d'erreur déjà calculé jusqu'à ce que les sorties désirées soient à peu près obtenues.

#### **II.4.3.4.2 Apprentissage non supervisé**

Dans ce type d'apprentissage, on n'a pas besoin d'une base des sorties désirées et le réseau évolue tout seul jusqu'à obtenir la sortie souhaitée. L'apprentissage non supervisé est bien adapté à la modélisation des données complexes (images, sons,...), généralement des données symboliques [14], ou l'on possède des règles moins précises qui gouverne le comportement de système a modélisé par les réseaux de neurones.

#### **II.4.3.4.3 Les paramètres d'apprentissage**

Tous les modèles de réseaux de neurones requièrent un apprentissage. Plusieurs types d'apprentissages peuvent être adaptés à un même type de réseau de neurones. Les critères de choix sont souvent la rapidité de convergence ou les performances de généralisation. L'efficacité d'apprentissage dépend de plusieurs paramètres:

#### **II.4.3.4.3.1 Taux d'apprentissage $\eta$**

Ce paramètre détermine la vitesse de convergence. Si la valeur de démarrage de  $\eta$  est grande, alors on aura un apprentissage très rapide mais au prix de la création d'oscillations dans l'erreur totale moyenne qui empêcheront l'algorithme de converger vers le minimum désiré. Le réseau devient instable. Dans la plupart des cas, si la fonction d'erreur possède plusieurs minimums locaux, le réseau subira un blocage dans l'un d'eux. Toutes ces conditions nous obligent à commencer l'apprentissage avec une petite valeur de  $\eta$ , si on veut atteindre un minimum global, même si l'apprentissage est long.

#### **II.4.3.4.3.2 Momentum $\Omega$**

Ce paramètre permet l'introduction de l'ancien poids dans le calcul de sa nouvelle valeur. Le momentum empêche l'algorithme de rester bloqué dans un minimum local et il augmente encore la vitesse de convergence. La valeur de  $\Omega$  est toujours inférieure à 1 (valeur typique  $\Omega=0.9$ ) [15].

#### **II.4.3.4.3.3 Seuil de tolérance**

Ce paramètre critique détermine la précision dans la réponse du réseau de neurones. La phase d'apprentissage est souvent arrêtée lorsque l'erreur calculée sur l'ensemble de la base d'apprentissage est inférieure à un seuil déterminé par l'utilisateur. Il est possible d'arrêter l'apprentissage en fixant une limite au nombre d'itérations.

### **II.4.4 Le perceptron multicouche MLP**

Les perceptrons multicouches (en anglais the multilayer perceptron, MLP) sont des réseaux de neurones non bouclés, avec une ou plusieurs couches de neurones entre ces neurones d'entrées et la couche de sortie. Un perceptron de trois couches; avec des couches cachées, x valeurs d'entrée, y valeur de sortie est montré dans la figure II.5. Les perceptrons multicouches surmontent plusieurs limitations du perceptron simple couche, mais ils n'ont pas été, généralement, employés dans le passé parce que les algorithmes efficaces de formation

(apprentissage) n'étaient pas disponibles. Ceci a récemment changé avec le développement des nouveaux algorithmes de formation qui sont avérés réussis pour beaucoup de problèmes intéressants [16]. Les propriétés intéressantes des perceptrons multicouches proviennent des non linéarités des fonctions d'activation des couches cachées. Si les fonctions d'activation étaient des fonctions linéaires, alors un réseau à une seule couche avec des poids convenablement choisis pourrait exactement reproduire les calculs exécutés par n'importe quel réseau multicouche. C'est le développement de l'algorithme de rétropropagation [17], [18] pour déterminer les poids dans un perceptron multicouche, qui a fait de ses réseaux soient les plus populaires chez les chercheurs et les utilisateurs des réseaux neurologiques.

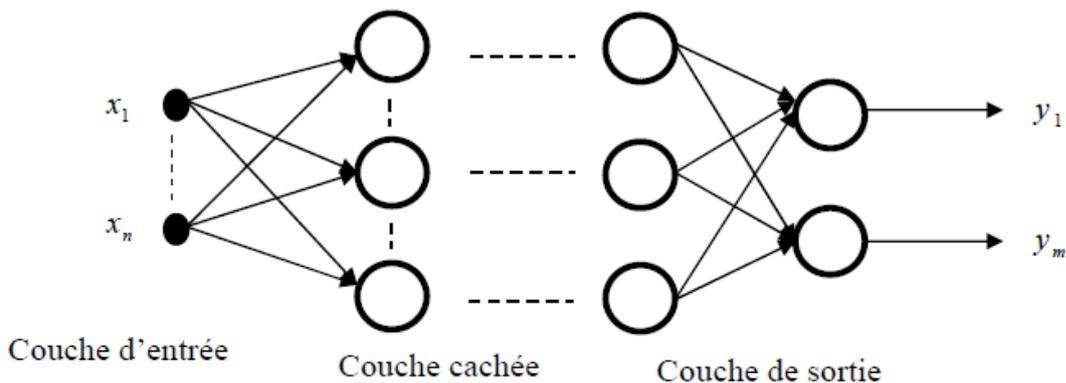


Figure II.6 Structure du perceptron multicouche

Nous présentons ici une des architectures de réseaux les plus utilisées. Elle correspond à une organisation des neurones en  $n$  couches successives ( $n \geq 3$ ). Les seules connexions présentées dans ce type de réseau relient chaque neurone avec l'ensemble de ceux de la couche suivante comme illustré dans la Figure II.6, la propagation de l'information se déroule ainsi en sens unique depuis la couche d'entrée vers la couche de sortie [17], [18].

La fonction d'activation utilisée pour les neurones peut être n'importe quelle fonction croissante et dérivable. On utilise souvent une fonction sigmoïde telle que :

$$g(x) = \frac{1}{1 + \exp(-x)} \quad (\text{II.1})$$

Elle prend pour paramètre la somme pondérée des entrées du neurone.

$$S_i = \sum_j W_{ij} (a_j + b_i) \quad (\text{II.2})$$

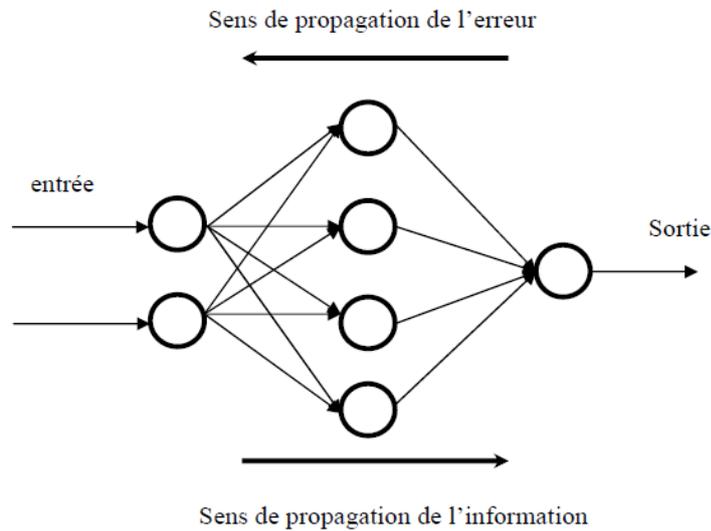


Figure II.7 Réseau multicouche comportant 2 neurones d'entrée, 4 neurones cachés et un neurone de sortie.

Où

$J$ : L'ensemble des neurones envoyant une connexion vers le neurone  $i$ .

$W_{ij}$ : Les poids de la connexion entre le neurone  $j$  et le neurone  $i$ .

$b_i$ : Un paramètre optionnel appelé biais.

#### II.4.4.1 Apprentissage des réseaux MLP

Il existe différentes structures neuronales avec différentes fonctions d'activations et utilisant différents algorithmes d'apprentissage, toutefois le perceptron multicouche utilisant la rétropropagation du gradient (back propagation, BP) de l'erreur comme algorithme d'apprentissage est la structure neuronale la plus utilisée pour la modélisation des circuits hyperfréquences

### II.4.4.1.1 Algorithme de rétro-propagation

Nous présentons ici l'algorithme de retro-propagation du gradient qui est le plus connu pour réaliser l'adaptation des réseaux multicouches. C'est à sa découverte que l'on doit le renouveau d'intérêt pour les ANN apparu au début des années 80. Il s'agit d'une méthode d'apprentissage supervisé, fondée sur la modification des poids du réseau dans le sens contraire à celui du gradient de l'erreur par rapport à ces poids. Nous allons présenter brièvement la méthode d'obtention de ce gradient, qui se base sur le calcul des dérivées partielles successives de fonctions compostées. La mesure de performance utilisée est l'erreur quadratique:

$$Q = \frac{1}{2} \sum_i (a_i - s_i)^2 \quad (\text{II.3})$$

Où  $i$  parcourt les indices des neurones de sortie, et  $a_i$  et  $s_i$  représentent respectivement l'activation mesurée et l'activation désirée pour ces neurones, Les poids du réseau sont modifiés [19], en suivant la règle (II.4)

$$\Delta W_{ij} = -\eta \frac{\partial Q}{\partial W_{ij}} \quad (\text{II.4})$$

Où  $\eta$  est une constante positive appelée pas du gradient le choix de ce pas influe beaucoup sur la rapidité de convergence, un pas trop petit ralentit l'apprentissage, un pas trop important provoque un risque d'instabilité. Le calcul de la quantité  $(\frac{\partial Q}{\partial W_{ij}})$  se fait en partant de la couche de sortie et en se déplaçant vers la couche d'entrée.

Cette propagation, suivant le sens inverse de celui de l'activation des neurones du réseau, justifie le nom de l'algorithme. Le calcul est décomposé de la manière suivante :

$$\frac{\partial Q}{\partial W_{ij}} = \frac{\partial Q}{\partial a_i} \frac{\partial a_i}{\partial E_i} \frac{\partial E_i}{\partial W_{ij}} \quad (\text{II.5})$$

En posant  $\delta_i = \frac{\partial Q}{\partial a_i} \frac{\partial a_i}{\partial E_i}$  on obtient :

$$\frac{\partial Q}{\partial W_{ij}} = \delta_i \frac{\partial E_i}{\partial W_{ij}} \quad (\text{II.6})$$

Et puisque  $\frac{\partial E_i}{\partial W_{ij}} = a_j$

$$\Delta W_{ij} = -\eta \delta_i a_j \quad (\text{II.7})$$

La quantité  $\delta_i$  est appelée contribution à l'erreur du neurone  $i$ . Dans le cas où  $i$  est l'indice d'un neurone de sortie, on obtient :

$$\frac{\partial Q}{\partial a_i} = (a_i - s_i) \frac{\partial a_i}{\partial E_i} = g'(E_i) \quad (\text{II.8})$$

Et donc :

$$\delta_i = g'(E_i) (a_i - s_i) \quad (\text{II.9})$$

Dans le cas où  $i$  est l'indice d'un neurone caché on pose :

$$\frac{\partial Q}{\partial a_i} = \sum_k \frac{\partial Q}{\partial a_k} \frac{\partial a_k}{\partial a_i} \quad (\text{II.10})$$

Où  $k$  parcourt les indices de tous les neurones vers lesquels le neurone  $i$  envoie une connexion. Le calcul nous donne :

$$\frac{\partial Q}{\partial a_k} \frac{\partial a_k}{\partial a_i} = \frac{\partial Q}{\partial a_k} \frac{\partial a_k}{\partial E_k} \frac{\partial E_k}{\partial a_i} = \delta_k \frac{\partial E_k}{\partial a_i} = \delta_k W_{ki} \quad (\text{II.11})$$

Nous obtenons donc :

$$\frac{\partial Q}{\partial a_k} = \sum_k \delta_k W_{ki} \quad (\text{II.12})$$

Et

$$\delta_i = g'(E_i) \sum_k \delta_k W_{ki} \quad (\text{II.13})$$

Cet algorithme, présente ici dans sa version la plus simple, possède de nombreuses variantes. Elles correspondent généralement à l'utilisation de valeurs variables pour la constante  $\eta$  [20], ou à l'utilisation de méthodes du deuxième ordre pour le calcul du gradient [21]. On utilise souvent une version légèrement différente de l'équation (II.4) pour calculer la quantité dont doivent être modifiés les poids :

$$\Delta W_{ij}(t) = -\eta \frac{\partial Q}{\partial W_{ij}} + \mu \Delta W_{ij}(t-1) \quad (\text{II.14})$$

Où  $\mu$  est une constante appelée le terme d'inertie (momentum), et  $t$  représente le temps. Cette version introduit un deuxième terme proportionnel à la dernière adaptation de  $W_{ij}$ .

Les modifications des poids peuvent intervenir après chaque présentation d'un patron, ou après la présentation de l'ensemble de la base d'exemples. L'apprentissage nécessite dans tous les cas un grand nombre de présentations de la totalité de ces exemples pour obtenir un résultat satisfaisant [22].

La phase d'apprentissage est souvent arrêtée lorsque l'erreur calculée sur l'ensemble de la base d'apprentissage est inférieure à un seuil déterminé par l'utilisateur. Il est possible d'arrêter l'apprentissage en fixant une limite au nombre d'itérations.

Cet algorithme souffre néanmoins de nombreux défauts, parmi lesquels :

- Temps de calcul excessif; apprentissage très long.
- Une grande sensibilité aux conditions initiales, c'est-à-dire à la manière dont sont initialisés les poids des connexions.
- De nombreux problèmes sont dus à la géométrie de la fonction d'erreur: minimums locaux. Ce problème est en partie résolu avec le gradient stochastique, mais il subsiste quand même.
- Le problème de dimensionnement du réseau. La rétro-propagation apprend une base d'apprentissage sur un réseau dont la structure est fixée a priori. La structure est définie par le nombre de couches cachées, le nombre de neurones par couches et la topologie des connexions. Un mauvais choix de structure peut dégrader considérablement les performances du réseau [23].

#### **II.4.4.2 Choix du nombre d'unités cachées (Optimisation de l'architecture)**

Le nombre d'unités cachées ( $nh$ ) joue un rôle crucial dans le contrôle de la capacité du réseau de neurones. Si la valeur de ( $nh$ ) est trop petite, alors le réseau possède trop peu de paramètres et ne peut capter toutes les dépendances qui servent à modéliser et prédire les

valeurs du processus observé. A l'inverse, si l'on choisit une valeur trop grande pour ( $nh$ ), alors le nombre de paramètres du modèle augmente et il devient possible, pendant la phase d'optimisation des paramètres, de modéliser certaines relations qui ne sont que le fruit de fluctuations statistiques propres à l'ensemble d'entraînement utilisé plutôt que des relations fondamentales de dépendance entre les variables. Il faut comprendre que les réseaux de neurones sont des approximateurs universels, c'est-à-dire qu'ils peuvent modéliser n'importe quelle fonction si le nombre d'unités cachées est suffisant. Autrement dit, un réseau de neurones peut apprendre par cœur un ensemble d'entraînement. Afin de s'assurer que le réseau de neurones s'en tient aux relations fondamentales de dépendance, on utilise, en plus de l'ensemble d'entraînement, un second ensemble appelé ensemble de validation : à la fin de chaque époque d'entraînement, on mesure non seulement l'erreur d'entraînement mais aussi l'erreur de validation, c'est à dire l'erreur totale commise sur tous les exemples de l'ensemble de validation. Cette erreur de validation est calculée une fois que la phase d'optimisation des paramètres est terminée.

Après avoir entraîné quelques modèles, chacun avec un nombre différent d'unités cachées, on peut comparer les erreurs d'entraînement et de validation. On obtient généralement le résultat suivant:

- L'erreur d'entraînement diminue au fur et à mesure que le nombre d'unités cachées augmente.
- L'erreur de validation, quant à elle, est élevée lorsque le nombre d'unités cachées est faible, décroît avec l'augmentation du nombre d'unités cachées, atteint un minimum pour un certain nombre optimal d'unités cachées, puis croît lorsque le nombre d'unités devient trop grand. C'est donc l'utilisation d'un ensemble de validation, distinct de l'ensemble d'entraînement, qui nous permet de choisir le nombre optimal d'unités cachées ou neurones.

Pour se familiariser avec les méthodes d'optimisation et d'approximation dans le domaine des micro-ondes, nous avons utilisé des réseaux de neurones artificiels dans la conception d'une antenne microruban de géométrie elliptique où nous avons proposé deux modèles neuronaux. Ces deux modèles proposés sont très adéquats pour une estimation rapide et précise des caractéristiques de l'antenne microruban elliptique [24].

De même, nous avons évalué la fréquence de résonance d'un patch microruban circulaire avec un modèle précis, par l'introduction des réseaux de neurones dans une analyse théorique. Le modèle obtenu est très adapté à la CAD des antennes patch microruban. La sortie du réseau neuronal l'artificiel qui est la fréquence de résonance est très proche des résultats expérimentaux rapportés dans la littérature [25].

De plus, nous avons étudié l'influence de différents paramètres sur la fréquence d'une antenne à anneau circulaire réglable en utilisant le réseau neuronal artificiel pour obtenir une grande précision sans l'utilisation d'aucune fonction mathématique compliquée. Les résultats montrent que la séparation de l'air peut être ajustée pour avoir la fréquence de fonctionnement maximale de l'antenne [26].

## **II.5 CONCLUSION**

Les méthodes d'optimisation (les Algorithmes Génétiques, les réseaux de neurones artificiels) sont de puissants outils de modélisation et de prédiction. Ils ont été adoptés dans divers champs d'application plus ou moins variés. Par exemple la caractéristique essentielle des réseaux de neurones est qu'ils peuvent capter les dépendances non linéaires de haut niveau entre les variables explicatives, ce qui est possible grâce à la présence d'une transformation, elle-même non linéaire, dans le calcul de la valeur prédite.

Au cours de ce chapitre nous avons présenté deux méthodes d'optimisation (Algorithmes Génétiques, les réseaux de neurones artificiels). La nécessité d'utiliser les réseaux de

neurones artificiels, l'analogie avec le cerveau et leur fonctionnement, ont été discuté. Nous avons particulièrement détaillé une seule architecture neuronale:

Le MLP par laquelle nous avons réalisé ce travail.

- Les différentes méthodes d'apprentissage qui peuvent être utilisées pour les réseaux neuronaux multicouches de type MLP.
- Le principal algorithme d'apprentissage qui peut être utilisé pour les réseaux neuronaux multicouches: L'algorithme de rétropropagation.
- Choix du nombre d'unités cachées (Optimisation de l'architecture).

## II.6 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Balachandran M. "Knowledge-Based Optimum Design", Topic in Engineering vol. 10. Southampton: Computational Mechanics Publications, 1993.
- [2] M. Diblanc, "Développement du concept de l'antenne à résonateur BIE pour la génération de la polarisation circulaire", Thèse de Doctorat, Université de LIMOGES, 2006.
- [3] O. Barkat, "Etude et synthèse des caractéristiques de réseaux d'antennes imprimées supraconductrices dans la bande millimétrique", Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2009.
- [4] Y. Tighlit, "Identification des antennes microrubans multicouches par la méthode spectral et les réseaux de neurones", Thèse de Doctorat, Université de Setif, 2012.
- [5] B. Sareni, "Méthodes d'optimisation multimodales associées à la modélisation numériques en électromagnétismes", Thèse de Doctorat, L'école centrale de Lyon, 1999.
- [6] A. Karray, M. Benrejeb, and P. Borne, "Algorithmes Génétiques Sequentiel pour la résolution de problèmes d'ordonnancement en industries agroalimentaires," *e-STA*, vol. 8, n<sup>o</sup> 1, pp. 15-22, 2011.

- 
- [7] C. Delabie, M. Velligas, and O. Picon, "Creation of new shapes for resonant microstrip structures by means of genetic algorithms", *Electronic Letters*, vol. 33, pp.1509-1510, 1997.
- [8] A. Mahamdi, S. Benkouda, M. Amir, S. Bedra "Study of Two-layered Circular Patch Using Moment Method and Genetic Algorithms " *International Journal of Electrical and Computer Engineering*. Vol. 9, n°. 6, pp. 5368-5375, 2019.
- [9] Anil K. Jain, Jian chang Mao and K.M. Mohiuddin, "Artificial Neural Networks: A Tutorial", *IEEE Mar* 1996.
- [10] DARPA Neural Network Study, AFCEA Int'l Press, Fairfax, Va., 1988.
- [11] S. Haykin, "Neural Networks: A Comprehensive Foundation", Mac Millan College Publishing Co., New York, 1994.
- [12] S. Siu, G.J. Gibson, and C.F.N. Cowan, "Decision feedback equalisation using neural network structures and performance comparison with standard architecture", *IEEE Proceedings*, vol.137, Pt. I, n°. 4, pp.221-225, 1990.
- [13] D.E. Rumelhart and J.L. McClelland, *Parallel distributed processing: Exploration in the microstructure of cognition*, MIT Press, Cambridge. Mass, 1986.
- [14] P. Bourret, J. Reggia, M. Samuelides, "Réseaux de neuronaux une approche connexionniste de l'intelligence artificielle", *Ouvrage de l'édition TEKNEA*, 1991.
- [15] Jiant-Kang "Neural networks and simulation methods", *CRC Press* 1993
- [16] D.E. Rumelhart, G.E. Hinton and R.J. Williams, "Learning Internal Representations By Error Propagation", in D.E. Rumelhart & J.L. McClelland (Eds.), *Parallel Distributed Processing: Explorations in The Microstructure of Cognition*, Foundations. MIT Press, vol. 1, 1986.
- [17] D.E. Rumelhart and J.L. McClelland, "Parallel distributed processing: Exploration in the microstructure of cognition", *MIT Press*, Cambridge. Mass, 1986.

- [18] E. Davalo et P. Naim, “Les réseaux de neurones, “ Eyrolles, 1990
- [19] L. Baghli, “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques“, Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999
- [20] M. Riedmiller and H. Braun, “A direct adaptive method for faster backpropagation learning the RPROP algorithm”, In Proc. of the Int. Conf. on Neural Networks, San Francisco (CA), 1993.
- [21] S. E. Fahlman, “An empirical study of learning speed in back-propagation networks”, Technical Report CMU-CS-88-162, CMU, 1988.
- [22] E. Gauthier , “Utilisation des Réseaux de Neurones Artificiels pour la Commande d'un Véhicule Autonome“, Thèse de Doctorat, l'institut national polytechnique de grenoble, Laboratoire LEIBNIZ en collaboration avec le projet SHARP de l'INRIA Rhone - Alpes, 1999.
- [23] M.R. Zemouri, “Contribution à la surveillance des systèmes de production à l'aide des réseaux de neurones dynamiques : Application à la -maintenance“, Thèse de Doctorat, Université Franche-compte, 2003.
- [24] A. Mahamdi, S. Benkouda and S. Bedra, “Fast and Accurate Model to Determine the Resonant Characteristics of Elliptical Microstrip Patch,” 3rd International Conference on Advanced Systems and Emergent Technologies (IC\_ASET'2019), Mars 19-22, Hammamet, Tunisia, 2019.
- [25] A. Mahamdi, S. Benkouda and S. Bedra, “Artificial Neural Network Model for The Analysis of Tunable Circular Microstrip Patch,” 3rd International Conference on Advanced Systems and Emergent Technologies (IC\_ASET'2019), Mars 19-22, Hammamet, Tunisia, 2019.

- [26] A. Mahamdi, S. Bedra, L. Barkat, and S. Benkouda, “Neurocomputational model of annular-ring microstrip antenna with air gap layer,” 2nd International Conference on Automatic Control, Telecommunication & Signals (ICATS’17), December 11-12, Annaba, Algeria, 2017.

## **Chapitre III**

**Modélisation d'une antenne microruban empilée par  
la méthode Neuro-Spectrale et d'une antenne  
supraconductrice alimentée à travers  
une fente coupée dans le plan de masse**

## I. INTRODUCTION

**E**n raison de leur profil bas, poids léger, faible coût, compacité, productivité en masse, etc., les antennes microrubans sont couramment utilisées dans une variété de systèmes d'antennes. Ce type d'antenne a un sérieux inconvénient, qui est la bande passante étroite [1]-[3]. Par conséquent, de nombreux efforts ont été faits pour élargir la bande. Bien que, la configuration conventionnelle d'une antenne microruban comprend un seul patch conducteur assurant diverses applications [4]-[7], parfois, deux patches conducteurs empilés sont utilisés pour obtenir un fonctionnement à double fréquence, une bande passante améliorée [8], [9] et un gain plus élevé [8]-[10]. Les caractéristiques des patches microbandes empilés dépendent essentiellement des dimensions relatives des patches [11], des séparations entre les différentes métallisations et des permittivités du milieu diélectrique.

De nombreuses méthodes ont été proposées dans la littérature ouverte pour analyser les antennes microbandes. Bien que la méthode des moments fournisse une meilleure exactitude, en tant que méthode full-wave, elle est très exigeante en termes de ressources informatiques. En raison de la présence de pôles dans le chemin d'intégration, il est difficile d'intégrer numériquement la fonction spectrale dyadique de Green. Le caractère itératif du processus de solution nécessite un temps de calcul énorme. Pour surmonter ces problèmes, des recherches approfondies ont été menées par Mishra et Patnaik [12], [13] ; ils ont introduit l'utilisation des réseaux de neurones en conjonction avec l'approche du domaine spectral. Des modèles neuronaux rapides formés à partir de données micro-ondes mesurées et simulées peuvent être utilisés lors de la conception micro-ondes pour fournir des réponses immédiates à la tâche qu'ils ont apprise [14]. La modélisation neuronale des caractéristiques non linéaires d'un circuit ou d'un dispositif est devenue un domaine de recherche important utilisé pour résoudre des problèmes de calcul non linéaire [15], [16].

Contrairement à l'antenne mono-patch, il faut reconnaître qu'il n'y a ni formule mathématique simple ni modèle rapide pour obtenir les fréquences de résonance inférieure et supérieure des patches microbandes empilés.

Dans ce travail, nous présentons un nouveau modèle pour l'estimation des fréquences de résonance inférieure et supérieure d'une antenne microbande rectangulaire empilée dans un substrat à double couche. Egalement dans cet article, nous donnons une comparaison entre les caractéristiques de rayonnement des fréquences de résonance inférieure et supérieure. Peu ou pas de résultats ont été donnés à ce sujet. Le substrat est supposé être constitué de deux couches du même matériau et d'épaisseur identique. Les paramètres de l'antenne et le système d'axes considérés sont montrés dans la figure III.1. Le modèle est basé sur un réseau de neurones artificiels combiné avec l'approche du domaine spectral. Au meilleur de notre connaissance, ce sujet n'a pas été rapporté dans la littérature ouverte ; les seuls résultats publiés utilisant une approche neurospectrale concernent des antennes microrubans avec un seul patch rayonnant [17]-[20]. Le modèle neuronal est simple, facile à appliquer et très utile pour les concepteurs d'antennes pour prédire les fréquences de résonance inférieure et supérieure. Le modèle proposé peut offrir de nombreux avantages, notamment: moins de temps que la méthode spectrale et des résultats avec la même précision que les modèles full-wave.

Nous utilisons le modèle neuronal pour modéliser la relation entre les paramètres géométriques et physiques de l'antenne empilée et les fréquences de résonance inférieure et supérieure obtenues à partir de l'approche spectrale. Les différents paramètres d'entrée et de sortie du réseau sont indiqués dans la figure III.2. Notons que dans le cas de l'approche spectrale, pour obtenir les fréquences de résonance inférieure et supérieure de l'antenne empilée, il est nécessaire d'exécuter le code de la méthode spectrale deux fois. Ce n'est pas la même chose pour notre modèle, puisque les deux fréquences de résonance sont obtenues

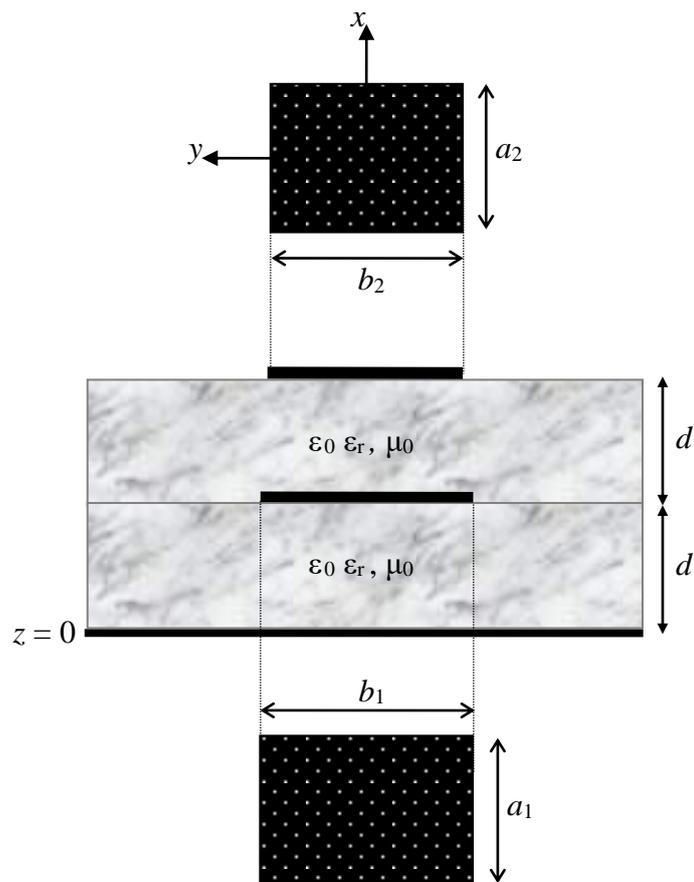


Figure III. 1. Géométrie de deux patches empilés intégrés dans un milieu bicouches.

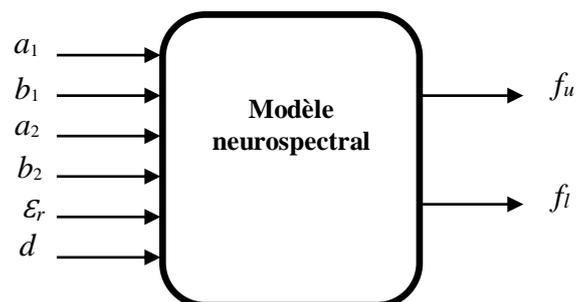


Figure III. 2. Modèle neuronal pour calculer les fréquences de résonance inférieure et supérieure de l'antenne empilée.

simultanément en une seule opération. La technique de la phase stationnaire est utilisée pour calculer les diagrammes de rayonnement de la configuration bifréquence. Pour vérifier l'exactitude de notre modèle, quatre prototypes expérimentaux de l'antenne empilée sont fabriqués et mesurés. Le présent chapitre est organisé de la manière suivante. Dans la Section 2, la fonction de Green de la configuration empilée est d'abord dérivée dans le domaine spectral. La méthode de Galerkin est ensuite utilisée pour résoudre les courants inconnus sur les patches. Le modèle neuronal basé sur le perceptron multicouche pour le calcul des fréquences de résonance inférieure et supérieure de l'antenne est présenté dans la Section 3. En outre, une brève explication concernant l'utilisation de la technique de phase stationnaire pour calculer le diagramme de rayonnement de la configuration bifréquence est donnée dans cette section. Dans la Section 4, d'abord l'efficacité du modèle proposé est démontrée en comparant le temps CPU nécessaire pour calculer les fréquences de résonance inférieure et supérieure par notre approche neurospectrale avec celles des codes de la méthode des moments. Pour les codes de la méthode des moments, deux types de fonctions de base sont utilisés: les fonctions sinusoïdales et les polynômes de Chebyshev avec les conditions de bord appropriées. Dans cette section, nous présentons également une comparaison entre les résultats prédits et nos mesures expérimentales ainsi qu'une comparaison entre les rayonnements des fréquences de résonance inférieure et supérieure. Dans la Section 5, nous exploitons la formulation développée dans la Section 2, avec une petite modification, pour l'analyse d'une antenne microbande rectangulaire supraconductrice ayant une fente coupée dans le plan de masse. Afin d'inclure l'effet de la supraconductivité de l'élément rayonnant, nous utilisons le théorème des deux fluides de Gorter-Casimir [21], [22]. Afin de valider la théorie proposée pour le cas de l'antenne supraconductrice, nous comparons nos résultats numériques avec des données expérimentales rapportées dans la littérature. Une attention particulière sera accordée à

l'étude de l'influence de la température de fonctionnement sur la fréquence de résonance de l'antenne microbande supraconductrice sans et avec fente coupée dans le plan de masse.

Dans la Section 6, nous résumons les conclusions tirées de ce troisième chapitre.

## II. APPROCHE SPECTRALE

La géométrie de la structure étudiée est illustrée dans la figure III.1. Nous avons deux patches rectangulaires empilés considérés comme parfaitement conducteurs. Les tailles des patches inférieur et supérieur sont, respectivement,  $a_1 \times b_1$  et  $a_2 \times b_2$ , et il n'y a pas d'excentrage entre les deux patches. Le substrat dans la figure III.1 a deux couches. On suppose que les deux couches sont constituées du même matériau et d'épaisseurs égales. Ce matériau est caractérisé par la perméabilité de l'espace libre  $\mu_0$  et la permittivité  $\varepsilon_0 \varepsilon_r$ . On considère le régime harmonique avec une dépendance temporelle de la forme  $e^{+i\omega t}$ . En utilisant la transformée de Fourier vectorielle inverse [11], nous pouvons montrer que les champs tangentiels à l'intérieur de la  $j$  ème couche ( $j = 1, 2$ ) sont donnés par

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}_s, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{\mathbf{F}}(\mathbf{k}_s, \mathbf{r}_s) \cdot \tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, z) d\mathbf{k}_s \quad (1)$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}_s, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{\mathbf{F}}(\mathbf{k}_s, \mathbf{r}_s) \cdot \tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{k}_s, z) d\mathbf{k}_s \quad (2)$$

$\bar{\mathbf{F}}(\mathbf{k}_s, \mathbf{r}_s)$  dans les équations (1) et (2) se réfère au noyau de la transformée de Fourier vectorielle.  $\tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, z)$  et  $\tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{k}_s, z)$  sont définis comme suit :

$$\tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, z) = \begin{bmatrix} \frac{i}{k_s} \frac{\partial \hat{E}_z(\mathbf{k}_s, z)}{\partial z} \\ \frac{\omega \mu_0}{k_s} \hat{H}_z(\mathbf{k}_s, z) \end{bmatrix} = \mathbf{C}_j(\mathbf{k}_s) e^{-i k_z z} + \mathbf{D}_j(\mathbf{k}_s) e^{i k_z z} \quad (3)$$

$$\tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{k}_s, z) = \begin{bmatrix} \frac{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r}{k_s} \hat{E}_z(\mathbf{k}_s, z) \\ \frac{i}{k_s} \frac{\partial \hat{H}_z(\mathbf{k}_s, z)}{\partial z} \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{Y}}(\mathbf{k}_s) \cdot [\mathbf{C}_j(\mathbf{k}_s) e^{-i k_z z} - \mathbf{D}_j(\mathbf{k}_s) e^{i k_z z}] \quad (4)$$

$\hat{E}_z(\mathbf{k}_s, z)$  et  $\hat{H}_z(\mathbf{k}_s, z)$  apparaissant dans les équations (3) et (4) sont les transformées de Fourier scalaires de  $E_z(\mathbf{r}_s, z)$  et  $H_z(\mathbf{r}_s, z)$ , respectivement.  $\mathbf{C}_j$  et  $\mathbf{D}_j$  sont deux vecteurs inconnus et

$$\bar{\mathbf{Y}} = \frac{1}{\mu_0} \begin{bmatrix} \frac{\omega \varepsilon_r}{c^2 k_z} & 0 \\ 0 & \frac{k_z}{\omega} \end{bmatrix}, \quad k_z = (\varepsilon_r k_0^2 - k_s^2)^{\frac{1}{2}} \quad (5)$$

Avec  $k_0^2 = \omega^2 \varepsilon_0 \mu_0$  et  $k_z$  est la constante de propagation dans le substrat bicouche. La constante  $c$  dans l'équation (5) désigne la célérité de la lumière dans le vide. En exprimant  $\tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, z)$  et  $\tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{k}_s, z)$  aux deux interfaces de la de la  $j$  ème couche, par la suite l'élimination des inconnus  $\mathbf{C}_j$  et  $\mathbf{D}_j$  mène à la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, z_j^-) \\ \tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{k}_s, z_j^-) \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{R}} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, z_{j-1}^+) \\ \tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{k}_s, z_{j-1}^+) \end{bmatrix} \quad (6)$$

Dans l'équation (6),  $\bar{\mathbf{R}}$  est la représentation matricielle de la  $j$  ème couche dans le domaine de la transformée de Fourier vectorielle. Elle est donnée par

$$\bar{\mathbf{R}} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{R}}^{11} & \bar{\mathbf{R}}^{12} \\ \bar{\mathbf{R}}^{21} & \bar{\mathbf{R}}^{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{I}} \cos(k_z d) & -i \bar{\mathbf{Y}}_j^{-1} \sin(k_z d) \\ -i \bar{\mathbf{Y}}_j \sin(k_z d) & \bar{\mathbf{I}} \cos(k_z d) \end{bmatrix} \quad (7)$$

Dans l'équation (7),  $\bar{\mathbf{I}}$  dénote la matrice unitaire d'ordre  $2 \times 2$ . Afin de résoudre des problèmes électromagnétiques impliquant des régions contiguës, il est nécessaire de savoir les conditions aux limites que les vecteurs champs doivent satisfaire aux interfaces. Les conditions aux limites pour les composantes tangentielles sont

$$\tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, d^-) = \tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, d^+) = \tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, d) \quad (8a)$$

$$\tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, 2d^-) = \tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, 2d^+) = \tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, 2d) \quad (8b)$$

$$\tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{k}_s, d^-) - \tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{k}_s, d^+) = \tilde{\mathbf{J}}^b(\mathbf{k}_s) \quad (9a)$$

$$\tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{k}_s, 2d^-) - \tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{k}_s, 2d^+) = \tilde{\mathbf{J}}^t(\mathbf{k}_s) \quad (9b)$$

Il est clair de l'équation (9a) (équation (9b)) que le champ  $\tilde{\mathbf{H}}$  est discontinu à travers l'interface  $z = d$  ( $z = 2d$ ) où un courant de surface  $\mathbf{J}^b(\mathbf{r}_s)$  ( $\mathbf{J}^t(\mathbf{r}_s)$ ) existe sur le patch inférieur (supérieur). En manipulant les équations (6), (8a), (8b), (9a), et (9b), nous obtenons

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, d^+) \\ \tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{k}_s, d^+) \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{R}} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, 0^+) \\ \tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{k}_s, 0^+) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \tilde{\mathbf{J}}^b(\mathbf{k}_s) \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, 2d^+) \\ \tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{k}_s, 2d^+) \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{R}} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, d^+) \\ \tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{k}_s, d^+) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \tilde{\mathbf{J}}^t(\mathbf{k}_s) \end{bmatrix} \quad (11)$$

La condition de rayonnement impose aux champs donnés par les équations (3) et (4) de disparaître dans la région d'air située au-dessus du patch supérieur lorsque  $z$  tend vers l'infini, ce qui mène à

$$\tilde{\mathbf{H}}(\mathbf{k}_s, 2d^+) = \bar{\boldsymbol{\eta}}(\mathbf{k}_s) \cdot \tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, 2d^+) \quad (12)$$

où

$$\bar{\boldsymbol{\eta}} = \frac{1}{\mu_0} \begin{bmatrix} \frac{\omega}{c^2 k_{z0}} & 0 \\ 0 & \frac{k_{z0}}{\omega} \end{bmatrix}, \quad k_{z0} = (k_0^2 - k_s^2)^{\frac{1}{2}} \quad (13)$$

À l'intérieur du plan de masse parfaitement conducteur le champ électrique est nul. Puisque la composante tangentielle du champ électrique est continue à travers l'interface  $z = 0$ , nous pouvons écrire :

$$\tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, 0^-) = \tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, 0^+) = \tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, 0) = \mathbf{0} \quad (14)$$

A partir des équations (10)-(12) et (14), nous pouvons dériver l'équation suivante reliant les transformées de Fourier vectorielles des densités des courants surfaciques sur les patches

aux transformées de Fourier vectorielles des composantes tangentielles des champs électriques sur les surfaces du substrat bicouche :

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, d) \\ \tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, 2d) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{g}}^{bb}(\mathbf{k}_s) & \bar{\mathbf{g}}^{bt}(\mathbf{k}_s) \\ \bar{\mathbf{g}}^{tb}(\mathbf{k}_s) & \bar{\mathbf{g}}^{tt}(\mathbf{k}_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{J}}^b(\mathbf{k}_s) \\ \tilde{\mathbf{J}}^t(\mathbf{k}_s) \end{bmatrix} \quad (15)$$

Dans l'équation (15),  $\bar{\mathbf{g}}^{bb}$ ,  $\bar{\mathbf{g}}^{bt}$ ,  $\bar{\mathbf{g}}^{tb}$  et  $\bar{\mathbf{g}}^{tt}$  jouent le rôle des fonctions dyadiques de Green dans le domaine de la transformée de Fourier vectorielle. Ces dernières peuvent être utilisées sans aucune transformation dans l'analyse des antennes microbandes empilées de formes circulaire ou annulaire. Puisque les deux patchs montrés dans la figure III.1 sont considérés être parfaitement conducteurs, les champs électriques tangentiels doivent être nuls sur ces surfaces parfaitement conductrices, ainsi de l'équation (15) on peut écrire

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{\mathbf{F}}(\mathbf{k}_s, \mathbf{r}_s) \cdot \left[ \bar{\mathbf{g}}^{bb}(\mathbf{k}_s) \cdot \tilde{\mathbf{J}}^b(\mathbf{k}_s) + \bar{\mathbf{g}}^{bt}(\mathbf{k}_s) \cdot \tilde{\mathbf{J}}^t(\mathbf{k}_s) \right] d\mathbf{k}_s = 0 \quad (16)$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \bar{\mathbf{F}}(\mathbf{k}_s, \mathbf{r}_s) \cdot \left[ \bar{\mathbf{g}}^{tb}(\mathbf{k}_s) \cdot \tilde{\mathbf{J}}^b(\mathbf{k}_s) + \bar{\mathbf{g}}^{tt}(\mathbf{k}_s) \cdot \tilde{\mathbf{J}}^t(\mathbf{k}_s) \right] d\mathbf{k}_s = 0 \quad (17)$$

Notons que l'équation (16) (équation (17)) n'est valide que sur la zone du patch inférieur (supérieur). Les valeurs propres des équations (16) et (17) peuvent être obtenues en appliquant la méthode des moments plus exactement la procédure de Galerkin. Les densités de courant surfacique sur les deux patchs sont approximées par des fonctions de base connues avec des coefficients inconnus comme suit :

$$\mathbf{J}^b(\mathbf{r}_s) = \sum_{n=1}^N a_n \begin{bmatrix} J_{xn}^b(\mathbf{r}_s) \\ 0 \end{bmatrix} + \sum_{m=1}^M b_m \begin{bmatrix} 0 \\ J_{ym}^b(\mathbf{r}_s) \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\mathbf{J}^t(\mathbf{r}_s) = \sum_{p=1}^P c_p \begin{bmatrix} J_{xp}^t(\mathbf{r}_s) \\ 0 \end{bmatrix} + \sum_{q=1}^Q d_q \begin{bmatrix} 0 \\ J_{yq}^t(\mathbf{r}_s) \end{bmatrix} \quad (19)$$

Les coefficients inconnus  $a_n$ ,  $b_m$ ,  $c_p$  et  $d_q$  sont déterminés en substituant les transformées de Fourier vectorielles des équations (18) et (19) dans les équations (16) et (17) et après

quelques manipulations algébriques, les équations résultantes peuvent être écrites sous la forme

$$[\mathbf{Z}] \cdot \mathbf{I} = \mathbf{0} \quad (20)$$

Ici  $\mathbf{I}$  est le vecteur colonne de courant contenant  $(N + M + P + Q)$  coefficients inconnus et  $[\mathbf{Z}]$  est la matrice impédance d'ordre  $(N + M + P + Q) \times (N + M + P + Q)$ . L'équation (20) possède des solutions non nulles sous la condition que le déterminant de la matrice impédance soit nul. Deux fréquences vérifient cette condition et conduisent aux fréquences de résonance inférieure et supérieure.

### III. MODELISATION NEURONALE COMBINEE AVEC LA TECHNIQUE DE LA PHASE STATIONNAIRE

Les réseaux de neurones artificiels emploient un modèle mathématique inspiré de la structure du cerveau et tentent de modéliser des problèmes mal compris ou hautement non linéaires. Ces réseaux donnent directement une bonne approximation des valeurs simulées et mesurées, évitant ainsi le besoin éventuel d'un algorithme conventionnel plus complexe et coûteux en matière de temps de calcul [17]. Les réseaux de neurones artificiels ont été largement utilisés dans le domaine de l'électromagnétisme notamment dans les problèmes d'antennes [18], [19].

Le réseau de neurones baptisé le perceptron multicouche (Multilayer perceptron en anglais) est le réseau de neurones à réaction directe le plus couramment utilisé en raison de leur rapidité, de leur facilité de mise en œuvre et de leur structure plus appropriée pour traiter les problèmes électromagnétiques non linéaires [17]-[20]. Les perceptrons multicouches ont été appliqués avec succès pour résoudre certains problèmes difficiles en les entraînant de manière supervisée avec un algorithme très populaire connu sous le nom d'algorithme de la rétropropagation d'erreur [17].

Le perceptron multicouche, comme son nom l'indique, se compose de plusieurs couches ( $L$  couches). La première couche de la figure III.3 est la couche d'entrée, tandis que la dernière couche contient les sorties du réseau. Les couches restantes sont appelées couches cachées. Chacune de ces couches est connectée à toutes les cellules de la couche adjacente. Simultanément, il n'y a pas de connexion entre les cellules d'une même couche. Le nombre de neurones dans les couches d'entrée et de sortie est égal au nombre de variables d'entrée et de sortie, respectivement. Le nombre  $n_l$  désigne le nombre de neurones dans la couche cachée  $l$  ( $l=2,\dots,L-1$ ). L'ensemble  $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$  forme les entrées du réseau, alors que l'ensemble  $\{y_1, y_2, \dots, y_m\}$  inclue les sorties du perceptron multicouche. La sortie  $x_i^l$  dans la figure III.3 représente la sortie du neurone  $i$  dans la couche  $l$ . Le poids du lien entre le neurone  $j$  de la couche  $l-1$  et le neurone  $i$  de la couche  $l$  est symbolisé par  $w_{ij}^l$ , où  $i=1,2,\dots,n_l$ , tandis que  $j=0,1,\dots,n_{l-1}$ . La sortie de chaque neurone de la figure III.3 est produite en traitant les entrées de chacun des neurones qui lui sont connectés via une fonction connue sous le nom de fonction d'activation dans la terminologie des réseaux de neurones artificiels. Les résultats obtenus en multipliant chaque entrée des neurones de la couche  $l-1$  avec son paramètre de pondération approprié sont ajoutés pour donner ce qui suit [23]:

$$\xi_i^l = \sum_{j=1}^{n_{l-1}} w_{ij}^l x_j^{l-1} + b_i^l \quad (21)$$

où  $\xi_i^l$  est une somme pondérée et  $b_i^l$  est un paramètre de biais supplémentaire pour chaque neurone [23]-[25].

La sortie finale du neurone considéré au niveau de la couche  $l$  peut être obtenue au moyen de la fonction d'activation  $f$  comme suit :

$$x_i^l = f(\xi_i^l) \quad (22)$$

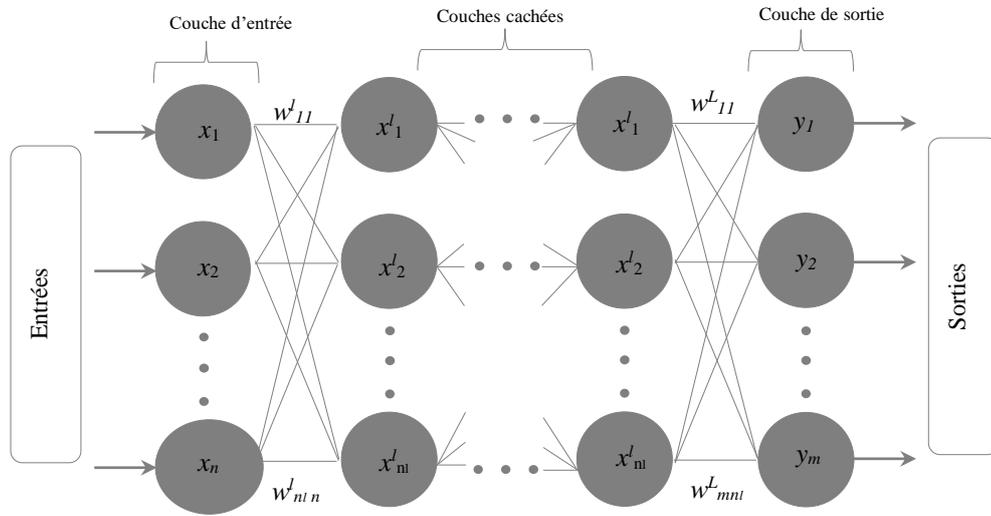


Figure III.3. Architecture du perceptron multicouche.

Un large choix est possible pour la fonction d'activation  $f$  apparaissant dans l'équation (22), parmi eux, on peut citer: une simple fonction de seuil, sigmoïde ou tangente hyperbolique [17]-[20], [23]-[25]. Dans notre modèle, la fonction de transfert log-sigmoïde, également appelée fonction logistique, a été utilisée. La nature non linéaire de cette fonction améliore les performances du réseau neuronal. Le perceptron multicouche a été entraîné pour 10000 époques, ayant une configuration de six neurones d'entrée, 14 et 10 neurones dans deux couches cachées, et deux neurones de sortie avec un taux d'apprentissage égale à 0.1. Nous utilisons l'apprentissage supervisé, une fois l'apprentissage terminé, il est nécessaire de le tester sur une base de données différente de celle utilisée pour l'apprentissage. Ce test nous permet d'évaluer les performances du système neuronal. Dans ce travail, un nouveau modèle basé sur un perceptron multicouche associé à l'approche spectrale est proposé permettant le calcul des fréquences de résonance inférieure et supérieure de l'antenne en fonction des paramètres géométriques  $(a_1, b_1, a_2, b_2, d)$  et électriques  $(\epsilon_r)$  concernant la configuration empilée (voir figure III.2).

Le champ électrique rayonné pour chaque fréquence de la structure bi-fréquence dépend essentiellement des densités de courant sur les patchs inférieur et supérieur. En appliquant la technique de la phase stationnaire [26], le champ électrique rayonné en zone lointaine est obtenu en fonction du champ électrique tangentiel au plan du patch rectangulaire supérieur:

$$\begin{bmatrix} E_{\theta''}(r'',\theta'',\phi'') \\ E_{\phi''}(r'',\theta'',\phi'') \end{bmatrix} = ik_0 \frac{e^{-ik_0 r''}}{2\pi r''} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & \cos\theta'' \end{bmatrix} \cdot \tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, 2d) \quad (23)$$

Dans l'équation (23), les coordonnées sphériques ont été utilisées à la place des coordonnées cartésiennes. L'origine des coordonnées sphériques est situé au niveau du plan du patch supérieur. En substituant l'expression de  $\tilde{\mathbf{E}}(\mathbf{k}_s, 2d)$  donnée dans l'équation (15) dans l'équation (23), on obtient

$$\begin{bmatrix} E_{\theta''}(r'',\theta'',\phi'') \\ E_{\phi''}(r'',\theta'',\phi'') \end{bmatrix} = ik_0 \frac{e^{-ik_0 r''}}{2\pi r''} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & \cos\theta'' \end{bmatrix} \cdot [\bar{\mathbf{g}}^{tb}(\mathbf{k}_s) \cdot \tilde{\mathbf{J}}^b(\mathbf{k}_s) + \bar{\mathbf{g}}^{tt}(\mathbf{k}_s) \cdot \tilde{\mathbf{J}}^t(\mathbf{k}_s)] \quad (24)$$

avec  $\mathbf{k}_s$  étant les points stationnaires obtenus à partir de la technique de la phase stationnaire comme suit:

$$\mathbf{k}_s = -k_0 \sin\theta'' [\cos\phi'' \hat{x} + \sin\phi'' \hat{y}] \quad (25)$$

Il est évident d'après l'équation (24), que le diagramme de rayonnement de l'antenne empilée dépend des densités de courant surfacique sur les deux patchs (patchs supérieur et inférieur).

#### IV. RESULTATS ET DISCUSSIONS

La performance de la méthode des moments, en termes de taux de convergence et d'exactitude des résultats numériques, est conditionnée par un choix judicieux des fonctions de base. Il est donc important de choisir des fonctions qui reflètent la variation réelle des courants sur les patchs inférieur et supérieur. Les fonctions de base utilisées dans les équations (18) et (19) pour approximer les densités de courant surfacique sur les deux

patches sont choisies ici parmi deux possibilités. Les fonctions sinusoïdales sans singularité de bord données dans [11] sont prises comme le premier type de fonctions de base. En ce qui concerne le deuxième type de fonctions de base, un nouveau type est utilisé dans ce présent travail. Ce nouveau type se compose de polynômes de Chebyshev avec les conditions de bord appropriées. Ces fonctions d'expansion sont définies dans le domaine spatial par les expressions suivantes:

$$J_{xm}^b(x, y) = \sqrt{\frac{1-(2x/a_1)^2}{1-(2y/b_1)^2}} U_{n_1}(2x/a_1) T_{n_2}(2y/b_1) \quad (26)$$

$$J_{ym}^b(x, y) = \sqrt{\frac{1-(2y/b_1)^2}{1-(2x/a_1)^2}} U_{m_2}(2y/b_1) T_{m_1}(2x/a_1) \quad (27)$$

$$J_{xp}^t(x, y) = \sqrt{\frac{1-(2x/a_2)^2}{1-(2y/b_2)^2}} U_{p_1}(2x/a_2) T_{p_2}(2y/b_2) \quad (28)$$

$$J_{yp}^t(x, y) = \sqrt{\frac{1-(2y/b_2)^2}{1-(2x/a_2)^2}} U_{q_2}(2y/b_2) T_{q_1}(2x/a_2) \quad (29)$$

Dans les équations (26)-(29),  $T$  et  $U$  sont les polynômes de Chebyshev de première et de seconde espèce, respectivement. On notera que la transformée de Fourier des fonctions de base montrées dans les équations (26) - (29) peut être obtenue explicitement en termes de fonctions de Bessel de première espèce. Pour atteindre la convergence numérique, trois modes pour chaque patch sont nécessaires pour les polynômes de Chebyshev, tandis que pour les fonctions de base sinusoïdales, un seul mode pour chaque patch est suffisant.

Dans le tableau 1, la précision et le gain de temps du modèle proposé sont démontrées en comparant nos résultats avec ceux des codes de la méthode des moments. Les résultats de la méthode des moments sont obtenus en utilisant les deux différents types de fonctions de base susmentionnés. Les paramètres de l'antenne sont les suivants :  $a_1 \times b_1 = 29 \text{ mm} \times 18 \text{ mm}$ ,  $a_2 \times b_2 = 27 \text{ mm} \times 16 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_r = 3.55$  and  $d = 1.02 \text{ mm}$ . D'après le tableau 1, il est clair que le modèle neurospectral fournit une précision équivalente à celle

de la méthode rigoureuse des moments pour la fréquence de résonance inférieure ainsi que pour la fréquence de résonance supérieure.

Tableau 1. Comparaison entre les fréquences de résonance et le temps CPU des codes de la méthode des moments avec notre modèle.

Nature de la résonance	Codes de la méthode des moments				Modèle proposé	
	Fonctions Sinusoïdales		Polynômes de Chebyshev		Fréquence de résonance (GHz)	CPU (Seconde)
	Fréquence de résonance (GHz)	CPU (Seconde)	Fréquence de résonance (GHz)	CPU (Seconde)		
Résonance inférieure	2.674	42	2.702	165	2.660	—
Résonance supérieure	2.976	49	3.041	192	2.998	—
CPU total	91 secondes		357 secondes		21.6 ms	

En ce qui concerne le temps CPU du code de la méthode des moments implémenté sur un PC (Intel Core2 Duo E7400 @ 2.80 GHz, 2 Go de RAM) lorsque les fonctions sinusoïdales (polynômes de Chebyshev) sont utilisées comme fonctions de base est de 42 secondes (165 secondes) pour la fréquence de résonance inférieure et 49 secondes (192 secondes) pour la fréquence de résonance supérieure. Par conséquent, le temps de traitement total nécessaire pour obtenir les deux fréquences avec les codes de la méthode des moments est de 91 secondes lorsque les courants sur les patchs sont approximés par des fonctions sinusoïdales et de 357 secondes lorsque ces courants sont estimés avec des polynômes de Chebyshev. Dans le tableau 1, nous n'avons pas indiqué le temps nécessaire au modèle neurospectral pour trouver chaque fréquence individuellement (résonance inférieure seule ou résonance supérieure seule); puisque les deux fréquences sont calculées simultanément avec notre modèle. Le temps CPU pris par le modèle neurospectral pour calculer les deux fréquences de la configuration bifréquence empilée n'est que de 21,6 ms. Ainsi, avec notre nouveau modèle, le temps d'exécution a reculé de façon spectaculaire.

Pour tester la validité de la technique proposée, quatre configurations de l'antenne empilée ont été analysées, construites et mesurées. Initialement, les couches supérieure et inférieure de la configuration empilée ont été fabriquées séparément pour les quatre

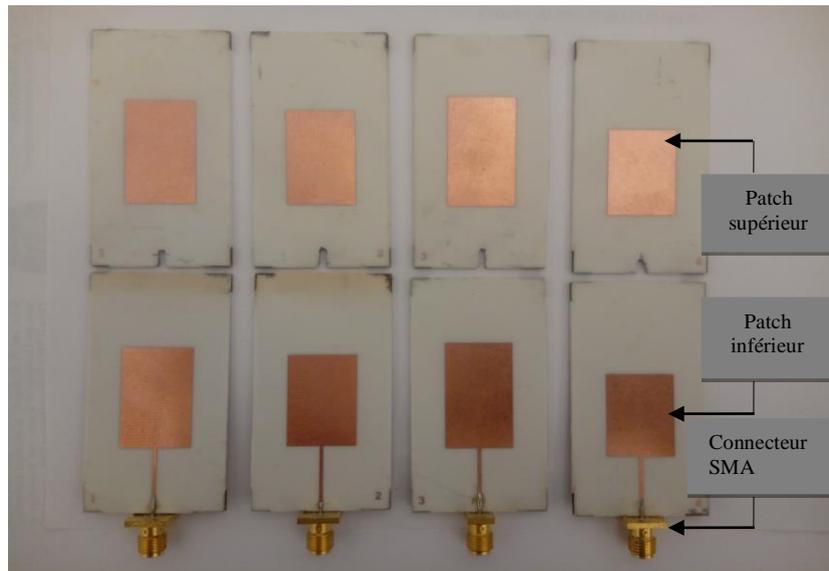


Figure III.4. Couches supérieure et inférieure fabriquées séparément pour les quatre prototypes expérimentaux.

prototypes expérimentaux, comme le montre la figure III.4. Ensuite, les deux couches sont superposées pour former la structure empilée. Les patches sont imprimés sur un substrat Rogers de 1.52 mm avec une permittivité relative  $\epsilon_r = 3.55$  (RO4003C<sup>TM</sup>). Les paramètres géométriques restants des quatre configurations empilées sont résumés dans le tableau 2. Dans les quatre expériences réalisées, nous avons tracé le module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. Les fréquences de résonance inférieure et supérieure sont celles qui correspondent aux minima du module du coefficient de réflexion. Ce coefficient de réflexion a été mesuré avec l'analyseur de réseau Agilent 8722ES en fonction de la fréquence (voir figure III.5). Nos résultats numériques sont présentés dans le tableau 3 et sont comparés à nos valeurs mesurées. Il ressort de ce tableau que le désaccord maximal entre les fréquences de résonance prédites et mesurées est inférieur à 1,5% pour les deux résonances. Ces erreurs sont probablement dues au cyanolite utilisée pour coller les deux couches et au désalignement du patch supérieur lorsqu'il est monté sur le patch

inférieur. On peut conclure de ces comparaisons que l'accord entre le modèle proposé et les expériences est excellent.

Tableau 2. Paramètres constitutifs des quatre antennes fabriquées ;  $b_1 = b_2 = 16 \text{ mm}$  ,  
 $\epsilon_r = 3.55$  ,  $d = 1.52 \text{ mm}$  .

Numéro de la Structure	$a_1$ (mm)	$a_2$ (mm)
1	25	26
2	23	24
3	27	28
4	21	22

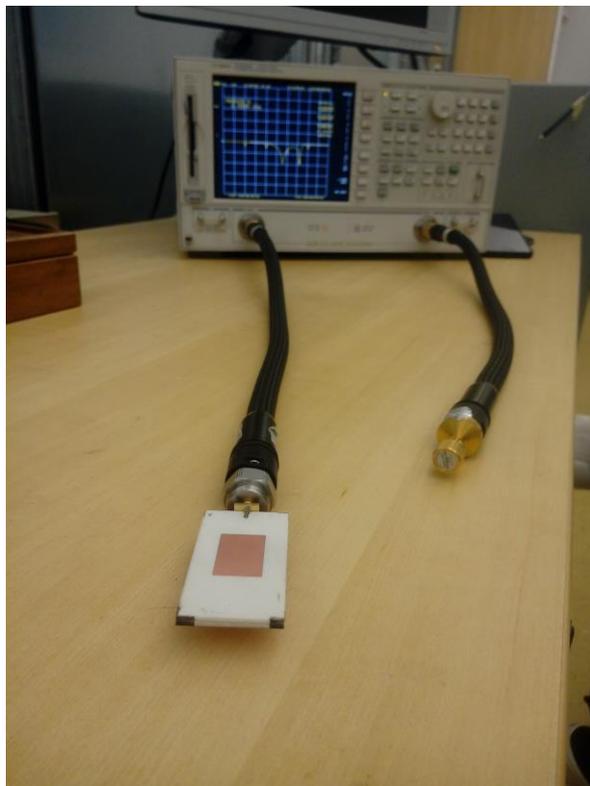


Figure III.5. L'antenne fabriquée connectée à l'analyseur de réseau Agilent 8722ES.

Tableau 3. Comparaison de nos fréquences de résonance inférieure et supérieure calculées avec nos données expérimentales pour les quatre structures empilées montrées dans le tableau 2.

Numéro de la structure	Fréquences de résonance inférieure et supérieure (GHz)				Erreurs (%)	
	Modèle neurospectral		Mesures expérimentales		Résonance inférieure	Résonance supérieure
	Résonance inférieure	Résonance supérieure	Résonance inférieure	Résonance supérieure		
1	2.968	3.096	2.95	3.11	0.60	0.45
2	3.184	3.357	3.16	3.37	0.75	0.38
3	2.778	2.874	2.76	2.84	0.64	1.19
4	3.435	3.664	3.39	3.69	1.31	0.70

Dans la figure III.6, les effets de la réduction de la longueur de résonance du patch supérieur sur les fréquences de résonance inférieure et supérieure sont présentés. La taille du patch inférieur est fixée à  $a_1 \times b_1 = 25 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$ . La largeur du patch supérieur est  $b_2 = 20 \text{ mm}$ , tandis que sa longueur, de valeur initiale  $a_2 = 25 \text{ mm}$ , est réduite à chaque fois de  $0.5 \text{ mm}$ . Un total de onze tailles du patch supérieur est considéré, la plus petite étant  $20 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$ . Les résultats numériques illustrés sur la figure III.6 indiquent que la réduction de la longueur de résonance du patch supérieur provoque une augmentation significative de la fréquence de résonance supérieure. Ce comportement est bien attendu, car on sait que la fréquence de résonance d'une antenne microruban est inversement proportionnelle à la taille du patch. Les résultats numériques indiquent également que la réduction de la longueur de résonance du patch supérieur n'affecte pas de manière significative la fréquence de résonance inférieure. Cette dernière demeure proche de la valeur  $3.850 \text{ GHz}$ , qui est la fréquence de résonance du patch inférieur dans une configuration substrat-superstrat lorsque le patch supérieur n'est pas présent dans la structure montrée dans la figure III.1. On peut donc en conclure que pour une structure d'antenne dont la longueur de résonance du patch supérieur est inférieure à celle du patch

inférieur, la fréquence de résonance inférieure est quasiment indépendante de la taille du patch supérieur.

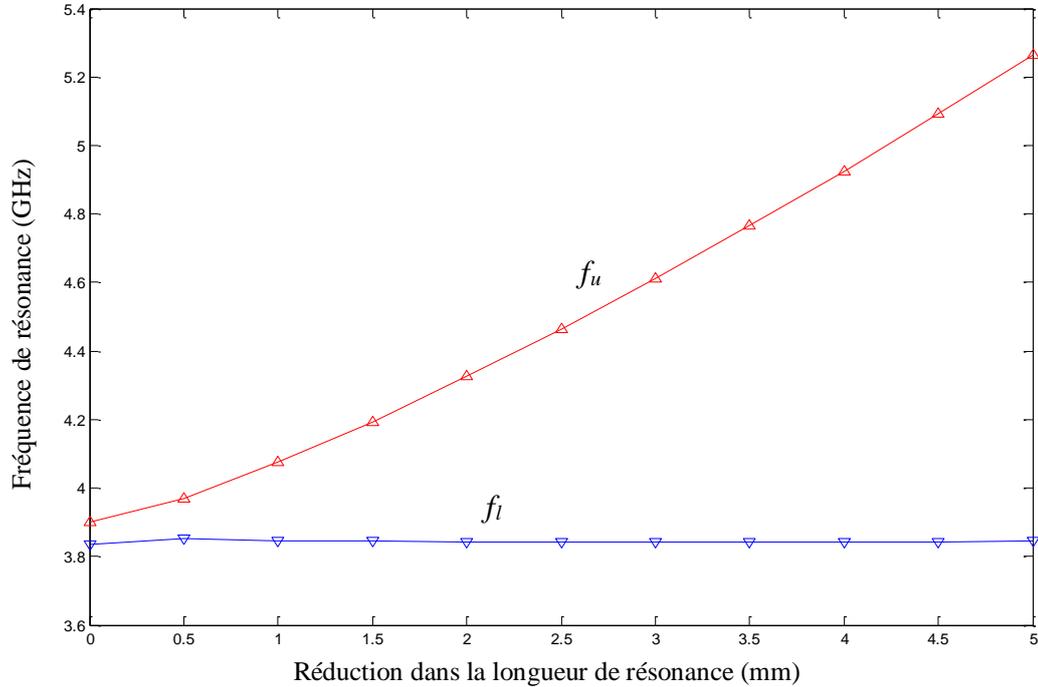


Figure III.6. Fréquences de résonance inférieure et supérieure en fonction de la réduction dans la longueur de résonance du patch supérieure ;  $a_1 \times b_1 = 25 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$  ,

$$b_2 = 20 \text{ mm} , \varepsilon_r = 2.32 , d = 0.51 \text{ mm} .$$

Dans la figure III.7, les effets de l'augmentation de la longueur de résonance du patch supérieur sur les fréquences de résonance inférieure et supérieure sont présentés. La taille du patch inférieur est fixée à  $a_1 \times b_1 = 25 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$  . La largeur du patch supérieur est  $b_2 = 20 \text{ mm}$  , alors que sa longueur, de valeur initiale  $a_2 = 25 \text{ mm}$  , est augmentée à chaque fois de  $0.5 \text{ mm}$  . Un total de onze tailles du patch supérieur est considéré, la plus grande étant  $30 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$  . Contrairement au cas de la figure III.6, maintenant la fréquence de résonance inférieure dépend fortement de la longueur de résonance du patch supérieur. Cette dépendance peut être attribuée au fait que lorsque le patch supérieur est plus long que celui du bas, la fréquence de résonance inférieure est générée par le résonateur constitué par le patch supérieur et le plan de masse. Les résultats numériques

montrent également que l'augmentation de la longueur de résonance du patch supérieur provoque une croissance remarquable de la fréquence de résonance supérieure. Cette croissance est due

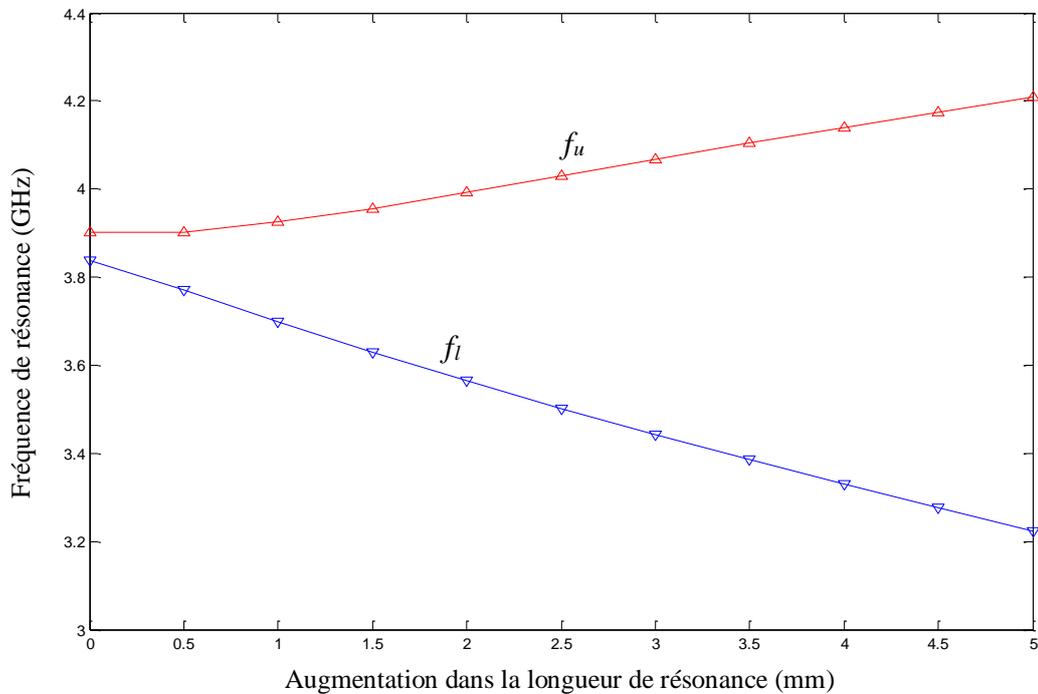


Figure III.7. Fréquences de résonance inférieure et supérieure en fonction de l'augmentation dans la longueur de résonance du patch supérieure ;  
 $a_1 \times b_1 = 25 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$  ,  $b_2 = 20 \text{ mm}$  ,  $\varepsilon_r = 2.32$  ,  $d = 0.51 \text{ mm}$  .

aux champs de bord du patch rectangulaire supérieur, qui perturbent significativement la configuration du champ électromagnétique à l'intérieur du résonateur formé par le patch inférieur et le plan de masse.

On peut également observer à partir des figures 6 et 7 que la séparation entre les fréquences de résonance inférieure et supérieure est affectée lorsque la longueur de résonance du patch supérieur est modifiée. Par conséquent, les tailles relatives des longueurs de résonance peuvent être ajustées pour obtenir la séparation de bande souhaitée. L'inconvénient propre à cette technique est qu'une fois l'antenne empilée réalisée, la séparation de bande ne peut plus être modifiée. Une solution alternative offrant plus de flexibilité consiste à insérer un gap d'air entre le patch inférieur et le substrat supérieur,

donc la permittivité relative effective de la cavité supérieure devient inférieure à  $\varepsilon_r$ , ce qui mène à une augmentation significative de la résonance supérieure. Le taux d'augmentation est fonction de l'épaisseur du gap d'air, qui est un paramètre ajustable.

Maintenant dans la figure III.8, nous effectuons une comparaison entre le diagramme de rayonnement de l'antenne à la résonance inférieure avec celui à la résonance supérieure, lorsque la taille du patch supérieur est plus grande que celle du patch inférieure. La constante diélectrique relative du substrat est  $\varepsilon_r = 2.33$  et  $d = 0.51$  mm. La taille du patch inférieur est de 28 x 28 mm, tandis que celle du patch supérieur est de 30 x 30 mm. Le rayonnement dans le plan  $\phi'' = \pi/2$  est considéré. Pour la résonance inférieure, la valeur de la fréquence de résonance est de 3.188 GHz. Notons que le courant sur le patch du haut est plus élevé que celui du patch du bas; puisque lorsque  $a_2 \times b_2 > a_1 \times b_1$  la résonance inférieure est générée par le résonateur formé par le patch supérieur et le plan de masse. Pour le cas de la résonance supérieure, la fréquence de résonance est de 3.555 GHz. Notons que le courant sur le patch inférieur est dominant; puisque lorsque  $a_2 \times b_2 > a_1 \times b_1$  la résonance supérieure est liée au patch inférieur. On peut conclure de la figure III.8 que lorsque  $a_2 \times b_2 > a_1 \times b_1$  le rayonnement lorsque l'antenne fonctionne à la résonance inférieure est similaire à celui lorsque l'antenne fonctionne à la résonance supérieure.

Dans la figure III.9, nous faisons une comparaison entre le diagramme de rayonnement de l'antenne à la résonance inférieure avec celui à la résonance supérieure, lorsque la taille du patch supérieur est plus petite que celle du patch inférieure. La constante diélectrique relative du substrat est  $\varepsilon_r = 2.33$  et  $d = 0.51$  mm. La taille du patch inférieur est de 28 x 28 mm, alors que celle du patch supérieur est de 26 x 26 mm. Le rayonnement dans le plan  $\phi'' = 0$  est considéré. Pour la résonance inférieure, la valeur de la fréquence de résonance est de 3.427 GHz. Notons que le courant sur le patch du bas est

plus élevé que celui du patch du haut; puisque lorsque  $a_2 \times b_2 < a_1 \times b_1$ , la résonance inférieure est générée par le résonateur formé par le patch inférieur et le plan de masse. Pour le cas de la résonance supérieure, la valeur de la fréquence de résonance est de 3.812 GHz. Notons que le courant est maintenant important pour le patch du haut aussi bien que pour le patch du bas; puisque lorsque  $a_2 \times b_2 < a_1 \times b_1$  la résonance supérieure est générée par

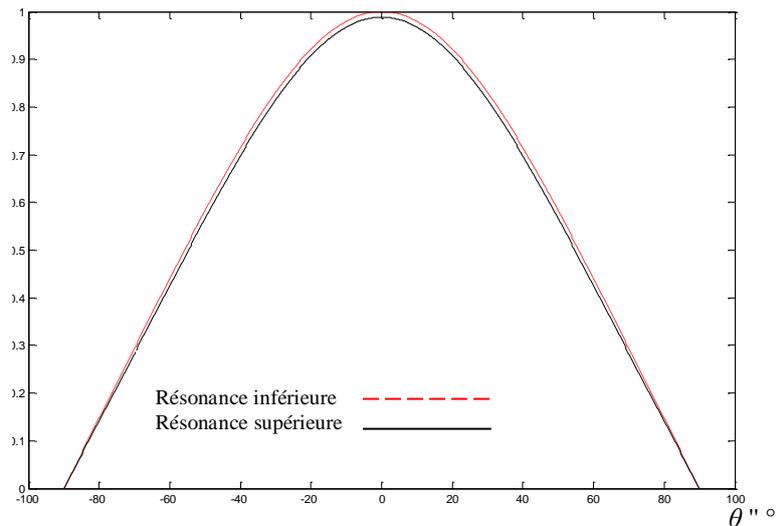


Figure III.8. Comparaison entre le diagramme de rayonnement lorsque l'antenne fonctionne à la résonance inférieure avec celui lorsque l'antenne fonctionne à la résonance supérieure dans le plan  $\phi'' = \pi/2$  dans le cas où  $a_2 \times b_2 > a_1 \times b_1$ .

le résonateur formé par les deux patches (patches inférieur et supérieur). Nous pouvons conclure de la figure III.9 que lorsque  $a_2 \times b_2 < a_1 \times b_1$ , il sera préférable de faire fonctionner l'antenne à la résonance supérieure dans le souci d'assurer un rayonnement le plus fort possible.

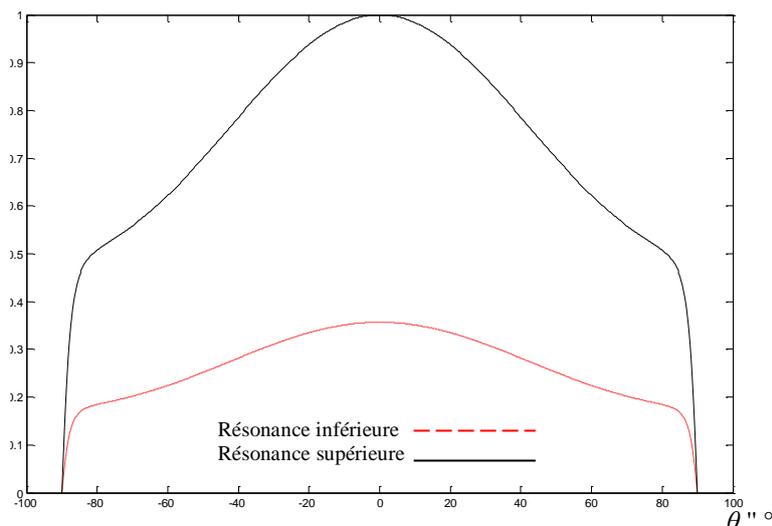


Figure III. 9. Comparaison entre le diagramme de rayonnement lorsque l'antenne fonctionne à la résonance inférieure avec celui lorsque l'antenne fonctionne à la résonance supérieure dans le plan  $\phi''=0$  dans le cas où  $a_2 \times b_2 < a_1 \times b_1$ .

## V. RESULTATS POUR UNE ANTENNE SUPRACONDUCTRICE AYANT UNE FENTE COUPEE DANS LE PLAN DE MASSE

Ces dernières années, un intérêt croissant a été observé dans l'étude des antennes microrubans fabriquées à partir de matériaux supraconducteurs [27]-[29]. En effet, les antennes microbandes supraconductrices ont montré une nette supériorité relativement aux antennes correspondantes fabriquées à base de conducteurs normaux en termes de faible perte d'insertion et de gain élevé en raison de leur résistance de surface extrêmement faible. En outre, en raison des pertes faibles dans les supraconducteurs, une réduction de la taille de ces antennes est un autre avantage de l'utilisation des supraconducteurs à température critique élevée.

Plusieurs techniques ont été utilisées pour exciter les antennes microbandes. Parmi eux, l'excitation d'un patch par une ligne microruban à travers une fente découpée dans le plan de masse de l'antenne semble être très prometteuse [30], [31]. Le principal avantage

de cette technique d'alimentation est la réduction du rayonnement parasite puisque le plan de masse sépare le patch et la ligne d'alimentation [32].

On considère ici un patch supraconducteur rectangulaire d'épaisseur  $l$  et taille  $a \times b$  imprimé sur un substrat diélectrique d'épaisseur  $d$  (voir figure III.10). Le matériau du substrat a une perméabilité  $\mu_0$  et la permittivité est prise comme  $\varepsilon_0 \varepsilon_r$ . Le patch supraconducteur est caractérisé par une température critique  $T_c$ , une profondeur de

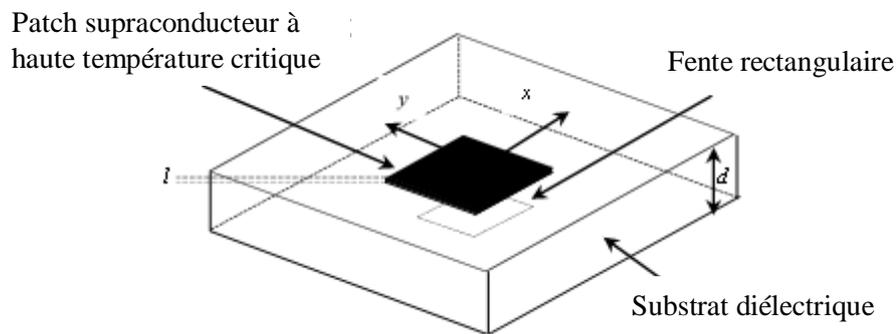


Figure III.10. Antenne supraconductrice à haute température critique ayant une fente coupée dans le plan de masse.

pénétration  $\lambda_0$  à une température nulle et une conductivité à l'état normal  $\sigma_n$ . Une fente rectangulaire de taille  $a_a \times b_a$  est coupée dans le plan de masse (voir figure III.10). Contrairement au cas d'un patch parfaitement conducteur, le champ électrique tangentiel dans le patch supraconducteur ne s'annule pas ; en raison que ce dernier est caractérisé par une impédance de surface complexe  $Z_s$ . Si nous considérons que l'épaisseur du film supraconducteur est moins de trois fois la profondeur de pénétration à une température nulle,  $Z_s$  peut être approximée comme suit [28], [29] :

$$Z_s = \frac{1}{l\sigma} \quad (30)$$

Dans l'équation (30),  $\sigma$  représente la conductivité complexe du patch supraconducteur à haute température critique. Elle peut être aisément déterminée en se basant sur l'équation de London et du modèle des deux fluides de Gorter-Casimir [21]. Notons que la partie résistive de  $\sigma$  provient de la conduction électronique normale, tandis que sa partie réactive émane du mouvement des porteurs supraconducteurs.

Pour faire l'analogie entre la structure de la figure III.10 avec celle de la figure III.1, nous considérons que le patch supraconducteur de la figure III.10 coïncide avec le patch inférieur de la structure empilée montrée dans la figure III.1, alors que le plan de masse ayant une fente rectangulaire correspond au patch supérieur de la structure empilée. Pour le cas du plan de masse ayant une fente, nous considérons comme inconnu le courant. Il est anticipé, cependant, qu'un nombre colossal de fonctions de base serait nécessaire pour l'approximation du courant sur le plan de masse avec fente en raison de l'aire très vaste de ce dernier. Une solution alternative consiste à considérer comme inconnu le champ électrique tangentiel au niveau de l'ouverture.

Bien que l'analyse présentée dans cette section concerne un patch supraconducteur imprimé sur un substrat isotrope, il est relativement simple de modifier l'approche proposée pour tenir compte de la présence de l'anisotropie dans le substrat diélectrique. Cela peut être fait en remplaçant les fonctions dyadiques de Green par des fonctions correspondantes incluant l'effet de l'anisotropie [28]. Notons que la plupart des substrats pratiques utilisés dans la conception des antennes microrubans présentent une quantité importante d'anisotropie qui peut affecter les performances de ces antennes, et donc une caractérisation et une conception précises doivent tenir compte de l'effet de l'anisotropie.

Dans cette Section, nous avons utilisé des fonctions de forme sinusoïdale pour approximer la densité de courant inconnue sur l'élément rayonnant supraconducteur. Concernant le champ électrique tangentiel au niveau de la fente, nous avons utilisé le

concept des structures électromagnétiques complémentaires. Dans la figure III.11, nous étudions l'influence de la température de fonctionnement sur la fréquence de résonance des antennes supraconductrices avec et sans fente dans le plan de masse. Pour le cas des antennes avec des fentes, la taille de l'ouverture est  $a_a \times b_a = 400\mu\text{m} \times 300\mu\text{m}$ . Les mesures expérimentales rapportées dans [33] sont également incluses dans cette figure à des fins de comparaison. Il ressort clairement de la figure III.11 que nos résultats [34] sont en bon accord avec les valeurs expérimentales. On observe également sur cette figure que

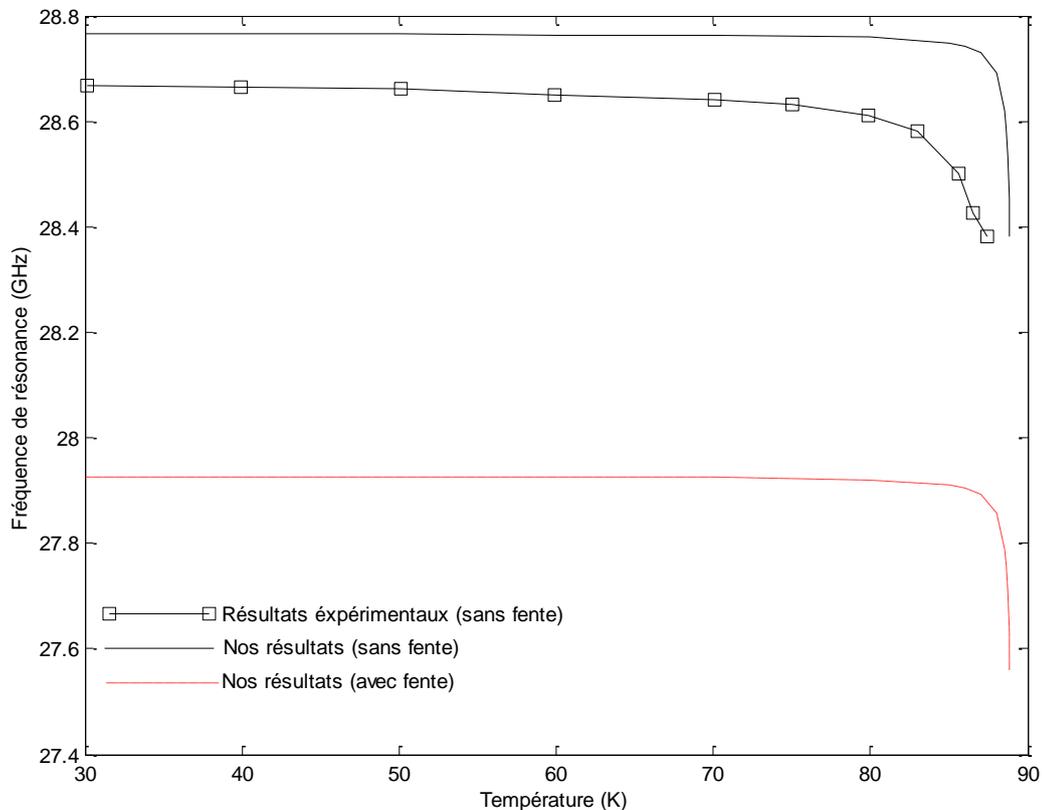


Figure III.11. Fréquence de résonance en fonction de la température de fonctionnement pour des antennes sans et avec fente dans le plan de masse ;  $a = 1630\mu\text{m}$ ,  $b = 935\mu\text{m}$ ,

$$\sigma_n = 10^6 \text{ S/M}, T_c = 89 \text{ K}, \lambda_0 = 140 \text{ nm}, \varepsilon_r = 23.81, d = 254\mu\text{m} \text{ et } l = 350 \text{ nm}.$$

l'effet de la température de fonctionnement est significatif notamment pour des températures proches de la température critique pour des antennes avec fente ainsi que pour des antennes sans fente dans le plan de masse.

## VI. CONCLUSION

Dans ce travail, nous présentons un nouveau modèle pour l'analyse des antennes microrubans ayant des configurations empilées. Le couplage de l'approche spectrale avec les réseaux de neurones conjointement avec la technique de la phase stationnaire dans l'analyse de l'antenne nous a permis d'éviter les procédures mathématiques complexes, longues et chronophages rencontrées dans cette approche. Le modèle proposé est simple, aisé à appliquer et très utile pour les concepteurs d'antennes pour prévoir les fréquences de résonance inférieures et supérieures aussi bien que le diagramme de champ lointain. L'évaluation des performances du modèle neurospectral révèle une nette supériorité par rapport à l'approche conventionnelle du domaine spectral en termes de simplicité, de rapidité et de précision. Pour tester la validité de la technique proposée, quatre configurations de l'antenne empilée ont été analysées, construites et mesurées. Dans tous les cas, l'écart entre les fréquences de résonance estimées et mesurées est inférieur à 1,5% aux deux résonances. Le modèle proposé a été exploité dans l'étude du comportement bi-fréquence ainsi que les performances de rayonnement de l'antenne empilée. Puisque notre modèle allie à la fois précision et rapidité de calcul, nous anticipons à ce qu'il trouve des applications étendues dans la CAO des antennes microbandes. Nous avons également exploité la formulation mathématique développée pour l'étude de la structure empilée pour l'analyse d'une antenne microbande rectangulaire supraconductrice ayant une fente coupée dans le plan de masse. Pour tenir compte de l'effet de la supraconductivité de l'élément rayonnant, nous avons fait recours au théorème des deux fluides de Gorter-Casimir et les équations des frères London. La théorie proposée pour le cas de l'antenne supraconductrice a été vérifiée par comparaison de nos résultats numériques avec des données expérimentales et un très bon accord a été enregistré. Les résultats numériques ont montré que l'influence de la température de fonctionnement sur la fréquence de résonance de

l'antenne supraconductrice est spécialement significative pour des températures voisines de la température critique pour des antennes sans et avec fente dans le plan de masse.

## **VII. RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

- [1] L. Tao, J. Xu, H. Li, Y. Hao, S. Huang, M. Lei, and K. Bi, “Bandwidth enhancement of microstrip patch antenna using complementary rhombus resonator,” *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2018, pp. 1-8, 2018.
- [2] C. Mbinack, B. Bodo, J-S. A. Eyébé Fouda, and E. Tonye, “Inset-fed rectangular microstrip patch antenna bandwidth enhancement,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 61, pp. 562-567, 2019.
- [3] A. Alahmadi and Y. S. H. Khraisat, “Bandwidth enhancement of microstrip patch antenna,” *Applied Physics Research*, vol. 11, pp. 35-40, 2019.
- [4] Z. Zhao and T. A. Denidni, “Millimeter-wave printed-RGW hybrid coupler with symmetrical square feed,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 30, pp. 156-159, 2020.
- [5] M. A. Meriche, A. Messai, T. A. Denidni, and H. Attia, “High Gain Circularly Polarized X-shaped Aperture Coupled Antenna for WLAN Applications,” *Applied Computational Electromagnetics Society Journal*, vol. 34, pp. 1508-1513, 2019.
- [6] M. Farahani, M. Nedil, and T. A. Denidni, “A novel hedgehog waveguide and its application in designing a phase shifter compatible with hollow waveguide technology,” *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, vol. 67, pp. 4107-4117, 2019.

- 
- [7] M. J. Al-Hasan, I. Ben mabrouk, E. Almajali, M. Nedil, and T. A. Denidni, "Hybrid isolator for mutual-coupling reduction in millimeter-wave MIMO antenna systems," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 58466-58474, 2019.
- [8] L. Barlatey, J. R. Mosig, and T. Sphicopoulos, "Analysis of stacked microstrip patches with a mixed potential integral equation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 38, pp. 608–615, 1990.
- [9] J. P. Daniel, G. Dubost, C. Terret, J. Citerne, and M. Drissi, "Research on planar antennas and arrays: "structures rayonnantes," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 35, pp. 14–38, 1993.
- [10] V. Losada, R. R. Boix, and F. Medina, "Radar cross section of stacked circular microstrip patches on anisotropic and chiral substrates," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 1136–1139, 2003.
- [11] S. Boutout, Y. Bentrchia, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Parametric study of stacked microstrip patch antenna with dissimilar substrates," *Journal of Nano- and Electronic Physics*, vol. 10, 04004(4pp), 2018.
- [12] R. K. Mishra and A. Patnaik, "Neurospectral computation for complex resonant frequency of microstrip resonators," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, pp. 351-353, 1999.
- [13] R. K. Mishra and A. Patnaik, "Neurospectral computation for input impedance of rectangular microstrip antenna," *Electronics Letters*, vol. 35, pp. 1691-1693, 1999.
- [14] A. Akdagli and A. Kayabasi, "An accurate computation method based on artificial neural networks with different learning algorithms for resonant frequency of annular ring microstrip antennas," *Journal of Computational Electronics*, vol. 13, pp. 1014–1019, 2014.

- 
- [15] I. N. Silva, D. H. Spatti, R. A. Flauzino, L. H. B. Liboni, and S. F. dos Reis Alves, *Artificial Neural Networks. A Practical Course*. Switzerland: Springer, 2017.
- [16] C. Sammut and G. I. Webb, *Encyclopedia of Machine Learning and Data Mining*. Boston, MA: Springer, 2017.
- [17] L. Djouane, S. Bedra, R. Bedra, and T. Fortaki, "Neurospectral modelling of rectangular patch with rectangular aperture in the ground plane," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 7, pp. 759-768, 2015.
- [18] S. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Analysis of a circular microstrip antenna on isotropic or uniaxially anisotropic substrate using neurospectral approach," *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 33, pp. 567-580, 2014.
- [19] A. Kayabaşı, "Soft computing-based synthesis model for equilateral triangular ring printed antenna," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 94, pp. 332-338, 2018.
- [20] D. Ustun, A. Toktas, and A. AKdagli, "Deep Neural Network-based Soft Computing The Resonant Frequency of E-Shaped Patch Antennas," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 102, pp. 54-61, 2019.
- [21] F. Chebbara, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Fourier transform domain analysis of high Tc superconducting rectangular microstrip patch over ground plane with rectangular aperture," *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, vol. 31, pp. 821-832, 2010.

- 
- [22] N. Boukhenoufa, L. Djouane, H. Oudira, M. Amir, and T. Fortaki, "Effect of the thickness of high  $T_c$  superconducting rectangular microstrip patch over ground plane with rectangular aperture," *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, vol. 8, pp. 1611-1617, 2018.
- [23] K. S. Ooi, C. L. Kong, C. H. Goay, N. S. Ahmad, and P. Goh, "Crosstalk modeling in high-speed transmission lines by multilayer perceptron neural networks," *Neural Computing and Applications*, vol. 32, pp. 7311-7320, 2020.
- [24] R. Kumar, P. Kumar, S. Singh, and R. Vijay, "Fast and accurate synthesis of frequency reconfigurable slot antenna using back propagation network," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 112, pp. 152962-152971, 2019.
- [25] U. Orhan, M. Hekim, and M. Ozer, "EEG signals classification using the K-means clustering and a multilayer perceptron neural network model," *Expert Systems with Applications*, vol. 38, pp. 13475-13481, 2011.
- [26] A. Chrysostomou, S. Bourgiotis, S. Sautbekov, K. Ioannidi, and P. V. Frangos, "Radiation of a vertical dipole antenna over flat and lossy ground: accurate electromagnetic field calculation using the spectral domain approach along with redefined integral representations and corresponding novel analytical solution," *Elektronika IR Elektrotehnika*, vol. 22, pp. 54-61, 2016.
- [27] S. Bedra, R. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Efficient CAD Model to Analysis of High  $T_c$  Superconducting Circular Microstrip Antenna on Anisotropic Substrates," *Advanced Electromagnetics*, vol. 6, pp. 40-45, 2017.
- [28] S. Bedra, R. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Superstrate loading effects on the resonant characteristics of high  $T_c$  superconducting circular patch printed on

- anisotropic materials," *Physica C: Superconductivity and its Applications*, vol. 543, pp. 1-7, 2017.
- [29] S. Bedra, R. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, "Analysis of HTS circular patch antennas including radome effects," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 10, pp. 1-8, 2018.
- [30] R. Kumar, J. P. Shinde, and M. D. Uplane, "Effects of slots in ground plane and patch on microstrip antenna performance," *International Journal of Recent Trends in Engineering*, vol. 2, pp. 34-36, 2009.
- [31] N. Gupta, "Effects of slots on microstrip patch antenna," *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, vol. 4, pp. 1132-1135, 2017.
- [32] S. Bisht, S. Saini, V. Prakash, and B. Nautiyal, "Study the various feeding techniques of microstrip antenna using design and simulation using CST microwave studio," *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, vol. 4, pp. 318-324, 2014.
- [33] M. A. Richard, K. B. Bhasin, and P. C. Claspay, "Superconducting microstrip antennas: an experimental comparison of two feeding," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, pp. 967-974, 1993.
- [34] A. Mahamdi, S. Benkouda, S. Aris, TA. Denidni, "Resonant Frequency and Bandwidth of Superconducting Microstrip Antenna Fed through a Slot Cut into the Ground Plane," *Electronics*.10(2):147, 2021.

## **Chapitre IV**

# **Conception et réalisation d'une antenne à résonateur diélectrique hybride pour les applications GNSS (Global Navigation Satellite Systems)**

## IV.1 Introduction

À l'heure actuelle, le monde de la Géomatique est confronté de plus en plus à une nouvelle technologie en plein essor : les GNSS. L'acronyme GNSS [1], [2] (Global Navigation Satellite Systems) désigne l'ensemble des systèmes globaux de positionnement et de navigation par satellites. Dans le but de souligner le lien entre GNSS et Géomatique, il est intéressant de repartir de la définition de cette dernière. La Géomatique est la discipline qui a pour objet la gestion des données à référence spatiale et qui fait appel aux sciences et aux technologies reliées à leur acquisition, leur stockage, leur traitement et leur diffusion, etc. Les GNSS se présentent donc comme une technique d'acquisition de données spatiales [3], [4], au même titre que la photogrammétrie, la topographie ou encore la télédétection.

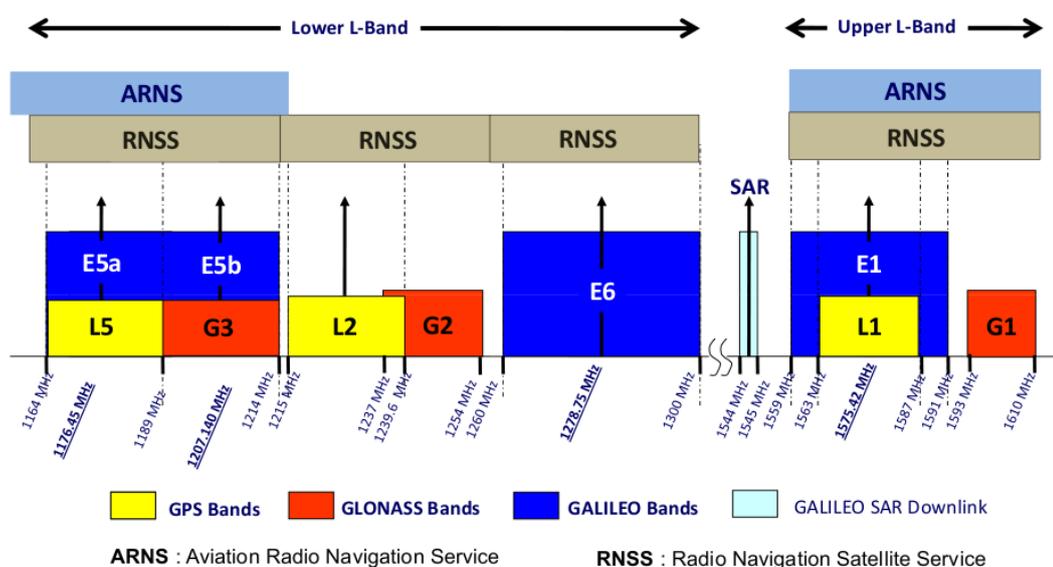


Figure IV.1. Bandes de fréquences GNSS.

La bande de fréquence GNSS [5], [6] est en fait composée de deux bandes séparées voir la figure IV.1. La bande inférieure (1164-1290 MHz) couvre en particulier les bandes GPS L2 et L5, GLONASS G2 et G3, Galileo E5 et E6, BeiDou B2 et B3 ainsi que les bandes du système régional indien de navigation par satellite (Indian Regional Navigation Satellite System ou IRNSS) et les 3 bandes les plus basses du système japonais de navigation par

satellite quasi-zénithal (Quasi-Zenith Navigation Satellite System ou QZNSS). La bande supérieure (1559-1606 MHz) couvre le GPS L1, le GLONASS G1, Galileo E1, BeiDou B1 et la bande la plus élevée du système QZNSS.

L'antenne à résonateur diélectrique (ARD) est couramment utilisée dans diverses applications civiles ou militaires en raison de ses caractéristiques intrinsèques telles que : faible coût, faible perte et facilité d'excitation [7], [8]. Deux techniques d'alimentation ont été rapportées dans la littérature ouverte pour la génération de champs polarisés circulairement, à savoir, l'alimentation à point unique [9], [10] et l'alimentation à points multiples [11]-[14]. Cette dernière technique étant plus appropriée puisqu'elle permet de fournir une polarisation circulaire sur une large gamme de fréquences.

L'objectif du présent chapitre est la conception d'une antenne à polarisation circulaire pour les systèmes GNSS. Puisque l'application envisagée exige que l'antenne conçue doive couvrir toute la bande fréquentielle du système GNSS (1150-1610 MHz), nous avons opté pour le choix d'une antenne à résonateur diélectrique comme élément de base de notre structure. L'antenne proposée est alimentée par quatre bandes métalliques verticales à rotation séquentielle, avec la même amplitude et une rotation de phase de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  et  $270^\circ$ , en utilisant dans le réseau d'alimentation un balun  $180^\circ$  large bande [15] connecté à deux baluns  $90^\circ$  [16]. Nous donnons plus de détails sur le réseau d'alimentation dans la section 2 du présent chapitre.

Un effort important doit être fourni dans la conception de l'antenne afin d'adapter toute la gamme de fréquences d'impédance et la largeur de bande AR (Rapport Axial ou Axial Ratio) pour l'application GNSS. Une autre contrainte s'ajoute est que l'antenne convoitée doit être sensible à la polarisation circulaire (PC) droite. C'est pourquoi les PC droite et gauche de l'antenne seront examinées. Le logiciel de simulation CST Microwave Studio (Computer Simulation Technology) est exploité dans l'optimisation des paramètres de

l'antenne proposée. Ce logiciel se spécialise dans la fourniture de simulations électromagnétiques 3D rapides et précises de problèmes à haute fréquence. Une étape importante dans la conception de l'antenne hybride est la réalisation d'un prototype de l'antenne proposée. Nous travaillerons en étroite collaboration avec le laboratoire RF (Radio Frequency) de l'INRS (Institut National de la Recherche Scientifique à Montréal, Canada) pour la réalisation de ce prototype. Les mesures expérimentales seront également effectuées au sein de ce laboratoire. Des résultats concernant la différence de phase, le coefficient de réflexion, le rapport axial et le gain maximal réalisé sont présentés pour vérifier le bon fonctionnement de l'antenne proposée.

#### **IV.2 Conception du réseau d'alimentation et de l'antenne**

Le terme balun provient des mots anglais *Balanced* (équilibré ou balancé) et *un-balanced* (déséquilibré ou non balancé). Un Balun est un dispositif permettant de convertir des signaux entre un circuit non équilibré et un circuit équilibré. Le signal d'un circuit équilibré comprend deux composantes du signal avec la même amplitude mais une différence de phase de  $180^\circ$  ou  $90^\circ$ . De nombreux circuits analogiques nécessitent des entrées et des sorties symétriques afin de réduire le bruit et les harmoniques d'ordre supérieur ainsi que pour améliorer la gamme dynamique des circuits.

Les baluns sont des composants clés dans de nombreux systèmes de communication sans fil pour la réalisation de composants tels que les mélangeurs équilibrés et les réseaux d'alimentation d'antenne. Divers types de baluns ont été proposés pour des applications dans les circuits microbandes, les circuits intégrés microondes ou MICs (Microwave Integrated Circuits) et les circuits intégrés monolithiques hyperfréquences ou MMICs (Monolithic Microwave Integrated Circuits). Parmi eux, les baluns planaires sont l'une des structures les plus populaires en raison de leur facilité de mise en œuvre et de leurs bonnes performances.

Dans notre travail, le balun proposé ne nécessite pas l'utilisation des coupleurs interdigités de Lange ou d'un substrat à permittivité élevée pour obtenir un couplage serré. Ainsi, le balun peut être facilement fabriqué sur un substrat PCB monocouche, qui est peu coûteux et simple dans sa structure. De plus, le balun peut être intégré avec des antennes sur le même substrat ayant une faible constante diélectrique pour obtenir un rendement élevé. En outre, le balun proposé peut également montrer une bonne adaptation et une bonne isolation pour les deux ports équilibrés, ce qui peut améliorer amplement les performances du circuit.

#### ***IV.2.1 Balun planaire large bande***

Le balun planaire large bande est montré dans la Figure IV.2. Ce balun se compose d'un diviseur de puissance de 3 dB baptisé Wilkinson [15] pour la répartition de la puissance, qui est en fonctionnement large bande, en cascade avec un déphaseur large bande non couplé de  $180^\circ$  ou  $90^\circ$  pour le déphasage [16].

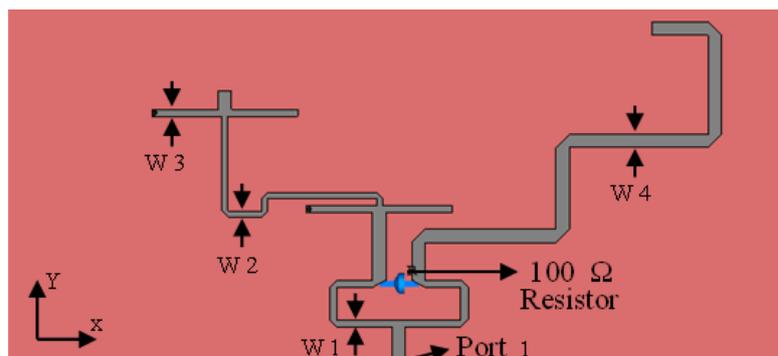
##### **IV.2.1.1 Diviseur de puissance de Wilkinson**

Le diviseur de puissance de Wilkinson est un réseau à trois ports qui est sans perte lorsque les ports de sortie sont adaptés, où seule la puissance réfléchie est dissipée. La puissance d'entrée peut être divisée en deux ou plusieurs signaux en phase et de même amplitude. Pour un diviseur de Wilkinson à deux voies utilisant des transformateurs d'impédance  $\lambda/4$  ayant une impédance caractéristique de  $\sqrt{2} Z_0$  ( $Z_0$  étant égale à  $50 \Omega$ ) et une résistance d'isolation de  $2 Z_0$  avec les trois ports adaptés, on obtient une isolation élevée entre les ports de sortie.

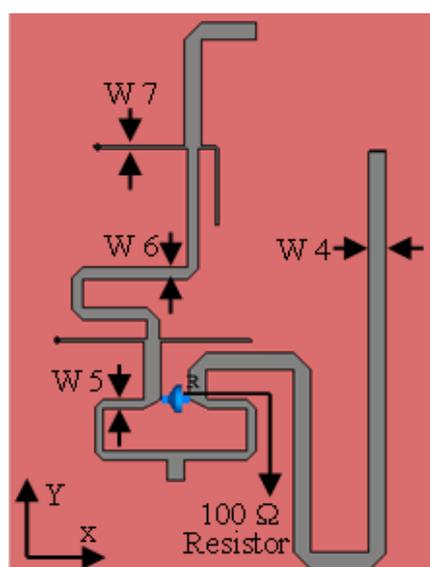
#### **IV.2.1.2 Déphaseur**

Un déphaseur est un circuit qui permet de changer la phase d'un signal hyperfréquence. Il doit avoir de faibles pertes d'insertion ainsi qu'une amplitude de transmission stable. Il existe deux types de déphaseurs : les déphaseurs analogiques et numériques. Les déphaseurs dits analogiques permettent d'obtenir tous les degrés de déphasage, car ils permettent de faire varier la phase continument en fonction d'une commande appliquée. Quant aux déphaseurs dits numériques, ils ne présentent qu'un nombre restreint d'états de phase mais ils ont une immunité au bruit et une meilleure linéarité, car ils sont réalisés avec de commutateurs tout ou rien. De plus, ils doivent avoir une forte linéarité, c'est-à-dire qu'ils ne doivent pas distordre le signal RF à transmettre.

Dans notre cas dans le but de générer un rayonnement à polarisation circulaire, on a utilisé le diviseur de puissance Wilkinson en cascade avec des déphaseurs de phase de  $180^\circ$  ou  $90^\circ$  (voir Figure IV.2). Dans cette conception, une paire de  $\lambda_g/8$  lignes ouvertes et courtes est utilisée pour lisser la variation de phase, où  $\lambda_g$  est la longueur d'onde dans le substrat à la fréquence centrale de 1.3 GHz. Tous les ports du balun sont adaptés à  $50\Omega$ . En raison de la caractéristique large bande du diviseur de puissance et du déphaseur, le balun peut fonctionner sur une large gamme de fréquence.



(a)



(b)

Figure IV.2. Balun planaire large bande. (a) 180°, (b) 90°.

### IV.2.2 Configuration de l'antenne

La configuration de l'antenne proposée (ARD + réseau d'alimentation) est illustrée dans la Figure IV.3 (a, b). Cette Figure montre la structure du réseau d'alimentation et les quatre bandes métalliques verticales.

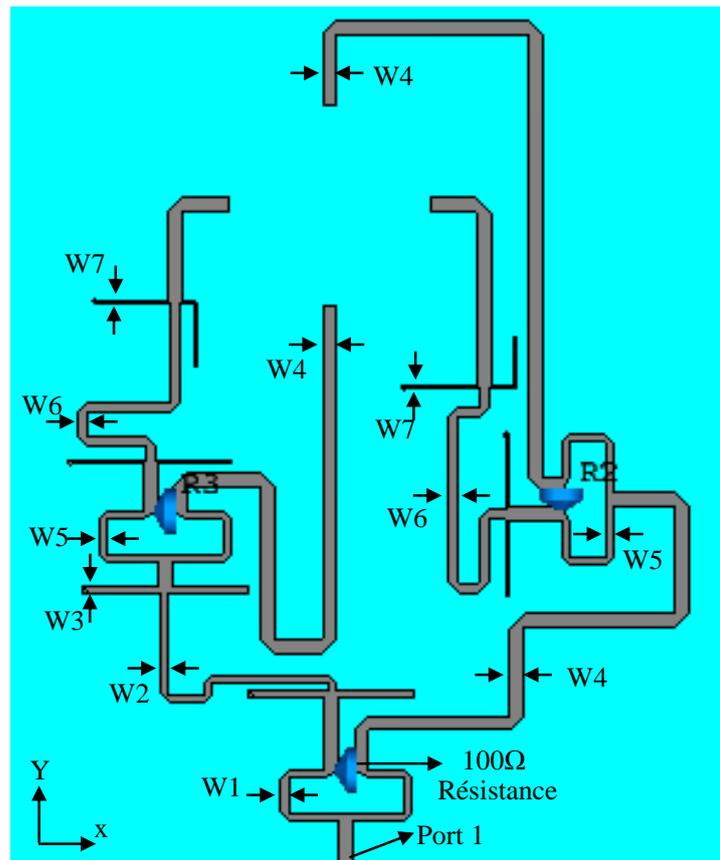
Une ARD rectangulaire (ARDR) dont les côtés sont  $a = b = 50$  mm et la hauteur est  $h = 22,5$  mm. Pour soutenir le rayonnement et l'adaptation sur la bande de fréquence GNSS, une constante diélectrique de 11.2 est choisie. L'antenne proposée est alimentée par quatre bandes métalliques verticales à rotation séquentielle, avec la même amplitude et une rotation de phase de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  et  $270^\circ$ , en utilisant dans le réseau d'alimentation un

balun  $180^\circ$  large bande relié à deux baluns  $90^\circ$  (voir Figure IV.3 (a)). Les bandes métalliques verticales, de longueur  $L$  et de largeur  $W$  chacune, sont collées au centre des quatre façades de l'ARDR (voir Figure IV.3 (b)). Ainsi, le diviseur de puissance de Wilkinson avec une différence de phase de  $180^\circ$  [15] (déphaseur large bande de  $180^\circ$ ) est connecté à deux diviseurs de puissance de Wilkinson avec un déphasage de  $90^\circ$  [16] (déphaseur large bande de  $90^\circ$ ). Le déphasage est nécessaire pour la production de rayonnement à PC.

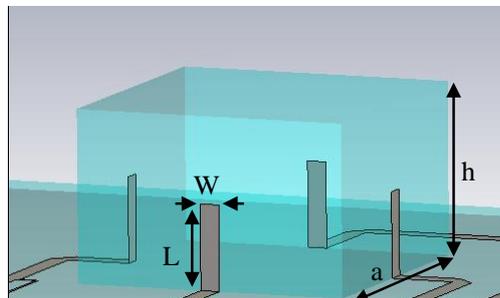
Dans cette conception, toutes les paires de lignes ouvertes et courtes de  $\lambda_g/8$  sont déployées pour lisser la variation de phase, où  $\lambda_g$  est la longueur d'onde dans le substrat à la fréquence centrale de 1.3 GHz. Tous les ports du réseau d'alimentation sont adaptés à  $50 \Omega$  et reliés aux quatre bandes métalliques verticales. Trois résistances d'isolement ( $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$ ) de valeur  $100 \Omega$  sont ajoutées dans le réseau d'alimentation. Le réseau d'alimentation est imprimé sur le substrat RO4003c de 1,52 mm d'épaisseur avec une longueur  $LS=190$  mm, une largeur  $WS =180$  mm et une constante diélectrique de 3.55. Le tableau 1 décrit les dimensions optimisées du réseau d'alimentation.

Tableau IV. 1. Dimensions du réseau d'alimentation proposé

Paramètres	W1	W2	W3	W4	W5	W6	W7	W	L
Valeurs (mm)	1.9	1.6	1.86	3.5	1.85	1.44	0.54	3.5	15.48



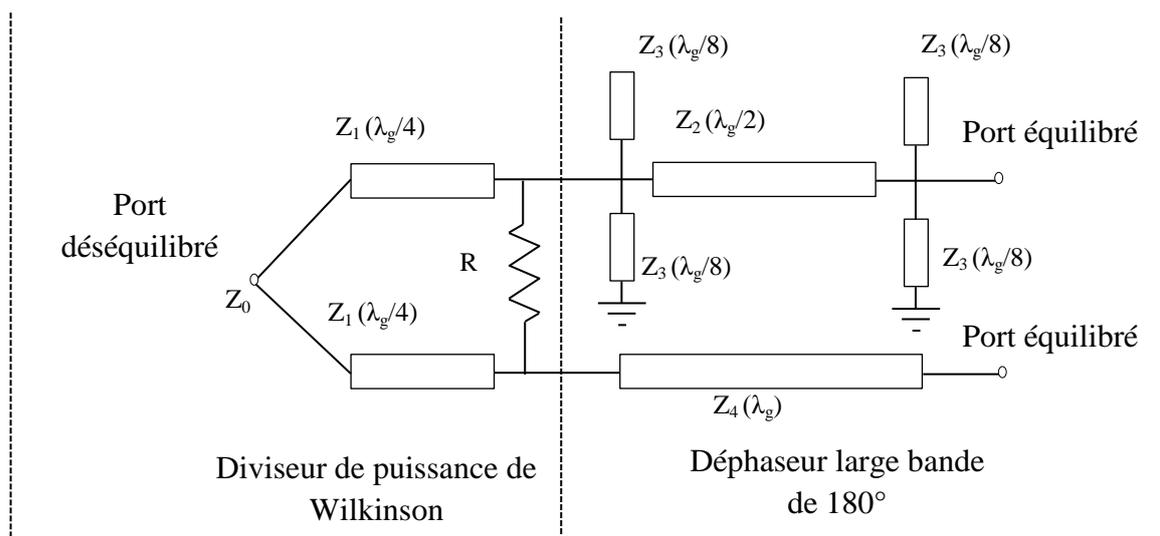
(a)



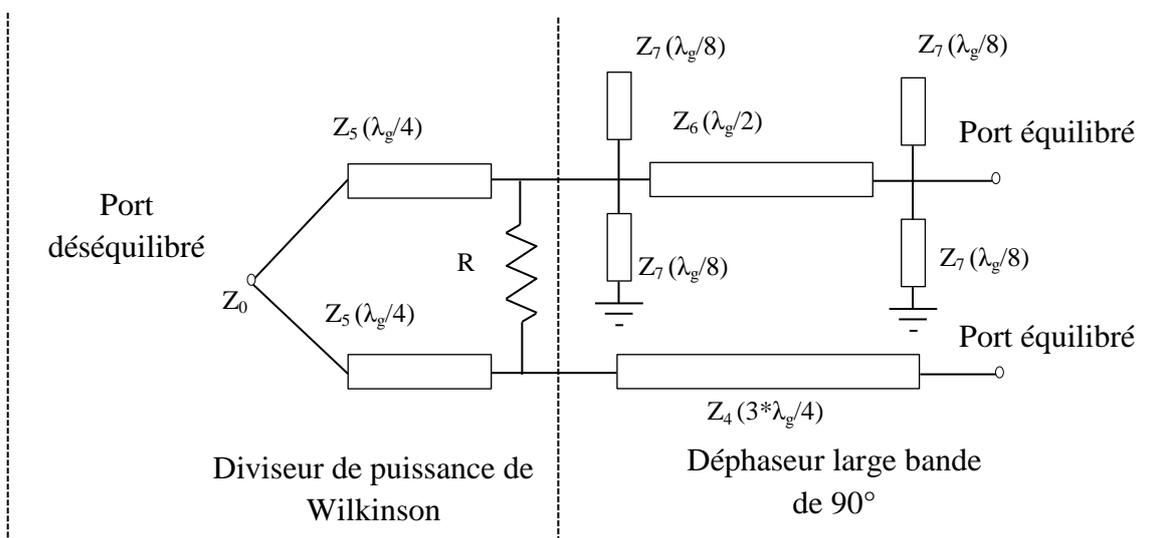
(b)

Figure IV. 3. Réseau d'alimentation. (a) Configuration du réseau, (b) ARDR excitée par quatre bandes métalliques verticales.

La Figure IV. 4 (a, b) présente le schéma du circuit du balun planaire 180°, 90°, respectivement. Le tableau IV. 2 regroupe les valeurs des impédances utilisées dans le réseau d'alimentation.  $Z1$  ( $Z5$ ) représente l'impédance caractéristique des lignes quart d'onde ( $\lambda_g/4$ ) du diviseur de puissance,  $Z2$  ( $Z6$ ) représente l'impédance caractéristique de la ligne microbande principale,  $Z3$  ( $Z7$ ) représente l'impédance caractéristique des lignes en circuit ouvert et en court-circuit utilisés dans le déphaseur (de longueur  $\lambda_g/8$ ), et  $Z4$  représente l'impédance caractéristique de la ligne de référence des deux déphaseurs (180° et 90°). Les valeurs optimisées de ces impédances sont présentées dans le tableau IV.2.



(a)



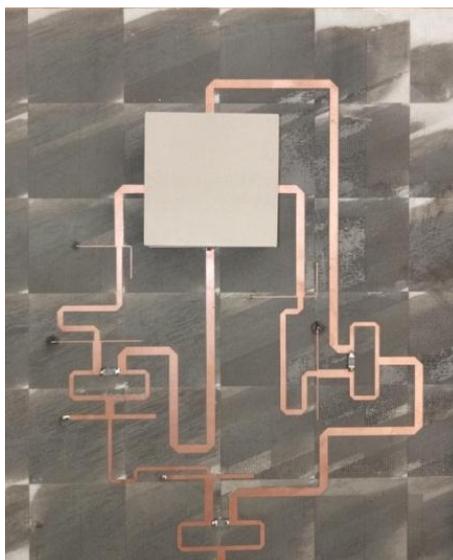
(b)

Figure IV. 4. Schéma du circuit du balun planaire proposé. (a) Déphasage de  $180^\circ$ , (b) Déphasage de  $90^\circ$ .

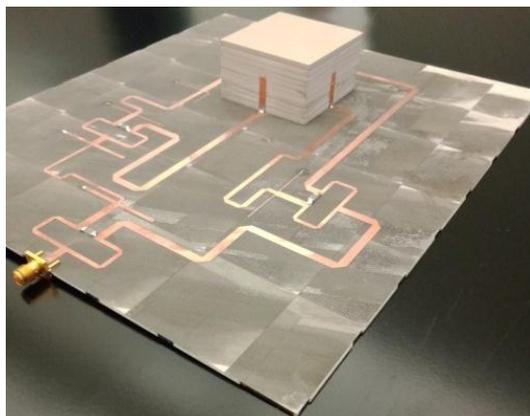
Tableau IV. 2. Valeurs des impédances utilisées dans le réseau d'alimentation proposé.

Impédances	Valeurs ( $\Omega$ )
$Z_0$	1.9
$Z_1$	1.6
$Z_2$	1.86
$Z_3$	3.5
$Z_4$	1.85
$Z_5$	1.44
$Z_6$	0.54
$Z_7$	3.5

La Figure IV.5 (a, b) montre respectivement la vue de dessus et la vue de côté du prototype fabriqué. Nous donnons dans la section IV.4 du présent chapitre des détails sur la procédure de fabrication ainsi que les appareils utilisés dans la mesure.



(a)



(b)

Figure IV.5. Prototype fabriqué. (a) Vue de dessus, (b) Vue de côté.

### IV.3 Simulation du réseau d'alimentation en détail

#### IV.3.1 Balun planaire 180° large bande

Les Figures IV.6, IV.7 et IV.8 présentent les résultats de simulation pour les réponses d'amplitude et de phase du balun planaire 180° proposé. La Figure IV.6 montre le coefficient de réflexion du port déséquilibré et les réponses de transmission entre le port déséquilibré et les deux ports équilibrés. La Figure IV.7 présente les coefficients de

réflexion des deux ports équilibrés et les performances d'isolation entre ces deux ports. La Figure IV.8 montre la différence de phase entre les deux ports équilibrés.

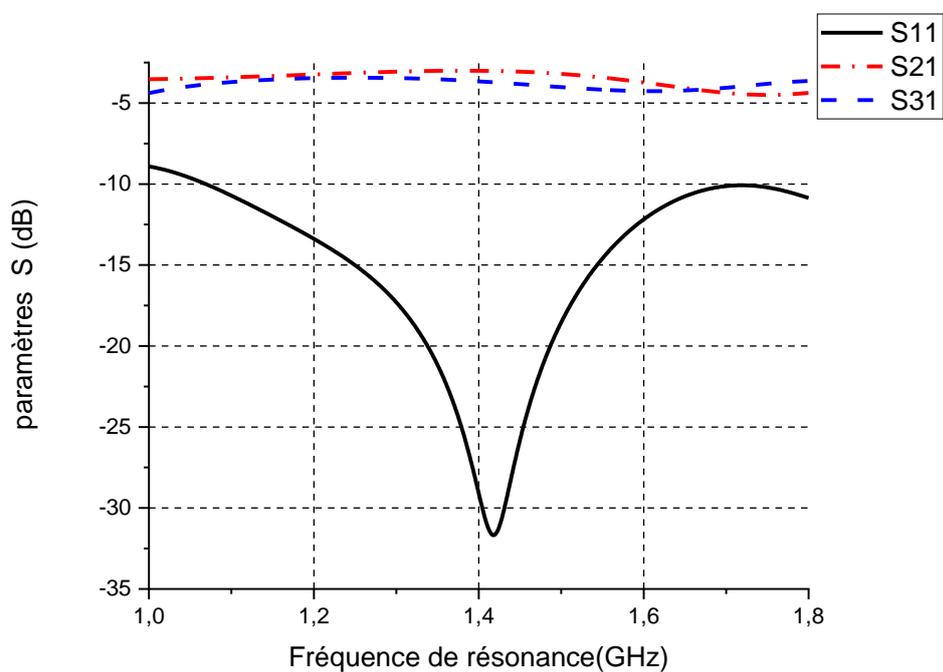


Figure IV.6. Coefficient de réflexion du port déséquilibré et réponses de transmission entre le port déséquilibré et les deux ports équilibrés.

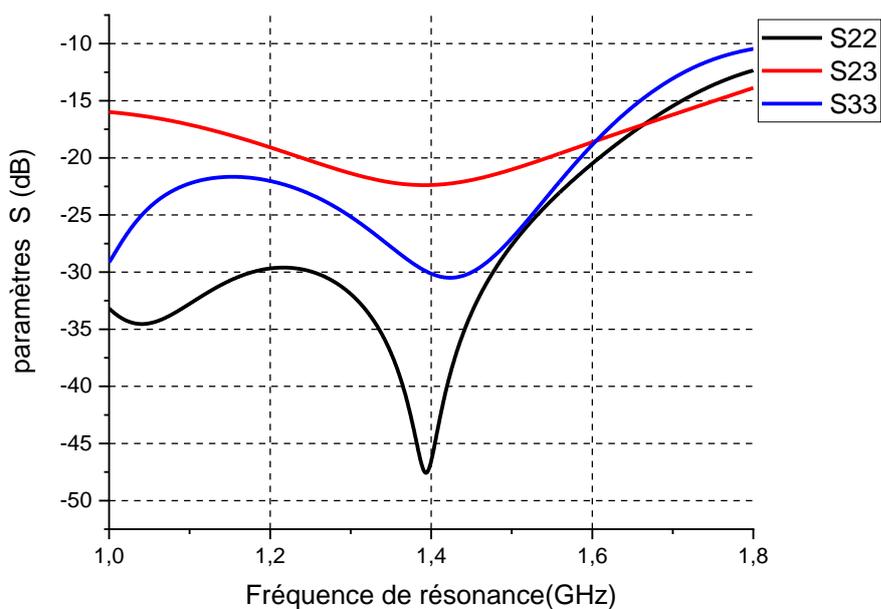


Figure IV.7. Coefficients de réflexion des deux ports équilibrés et l'isolation entre ces deux ports.

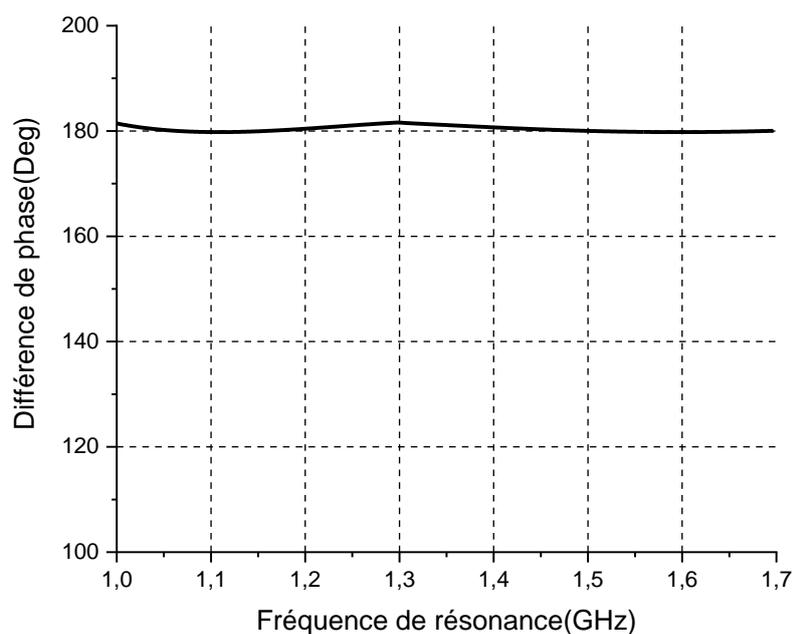


Figure IV.8. Différence de phase entre les deux ports équilibrés.

A partir de la Figure IV. 6, le coefficient de réflexion pour le port déséquilibré se trouve en dessous de -10 dB dans la gamme de fréquence allant de 1.07 GHz à 1.72 GHz, soit une bande relative de 47 %. Nous observons également à partir de la Figure IV. 7 qu'à travers toute la bande d'exploitation de 35 %, les coefficients de réflexion pour les deux ports équilibrés sont inférieurs à -10 dB, et l'isolation entre ces deux ports est au-dessous de -15 dB. On note aussi que la différence de phase entre les deux ports équilibrés demeure au environ de 180° sur toute la bande de fréquences de fonctionnement (voir Figure IV. 8). L'erreur maximale enregistrée au niveau de la différence de phase étant inférieur à 2° (la différence de phase obtenue dans ce cas est 182°). Comparativement au balun demi-onde à N section, le balun proposé présente de nombreux avantages en termes de taille, de bande passante, de perte de retour et d'isolation entre les deux ports équilibrés.

### ***IV.3.2 Balun planaire 90° large bande :***

Les résultats de simulation pour les réponses d'amplitude et de phase du balun planaire 90° proposé sont illustrés dans les Figures IV.9, IV.10 et IV.11. Le coefficient de réflexion du

port déséquilibré et les réponses de transmission entre le port déséquilibré et les deux ports équilibrés sont présentés dans la Figure IV.9. L'isolation entre les deux ports équilibrés et les coefficients de réflexion de ces deux ports sont examinés dans la Figure IV.10. Finalement, le déphasage entre les deux ports équilibrés est vérifié au niveau de la Figure IV.11.

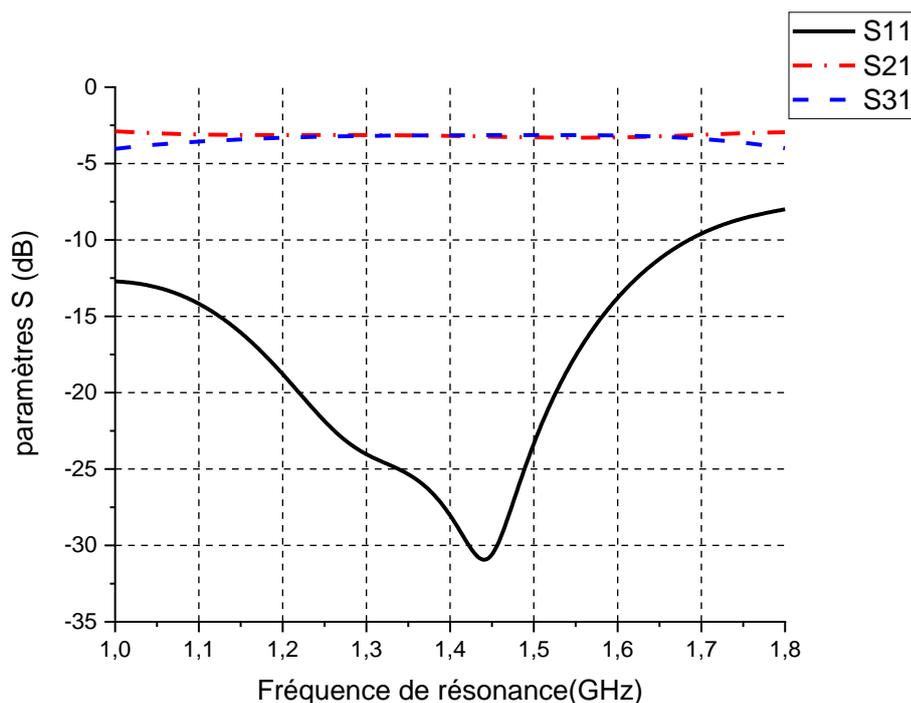


Figure IV.9. Coefficient de réflexion du port déséquilibré et réponses de transmission entre le port déséquilibré et les deux ports équilibrés.

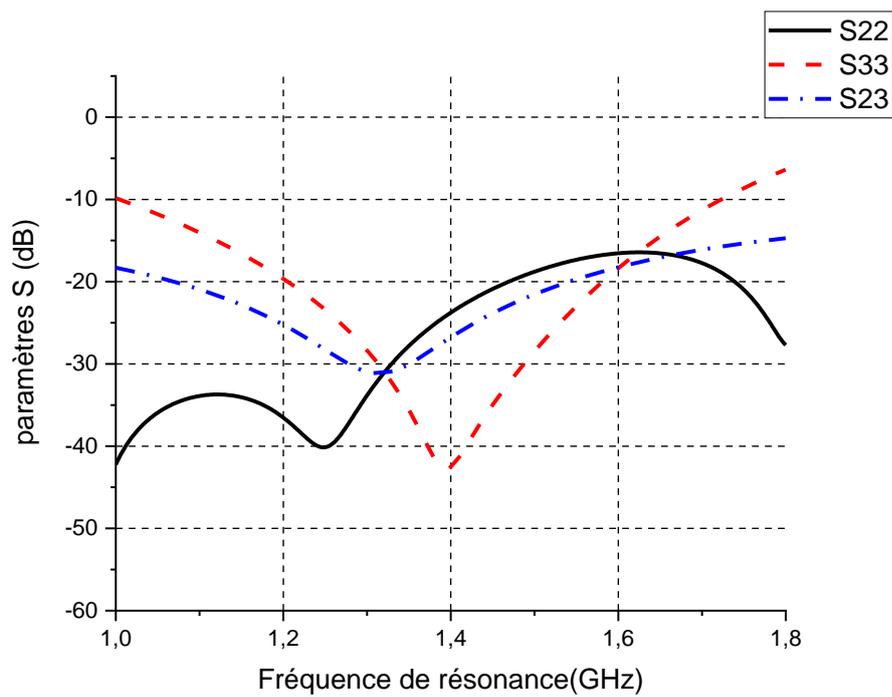


Figure IV.10. Coefficients de réflexion des deux ports équilibrés et l'isolation entre ces deux ports.

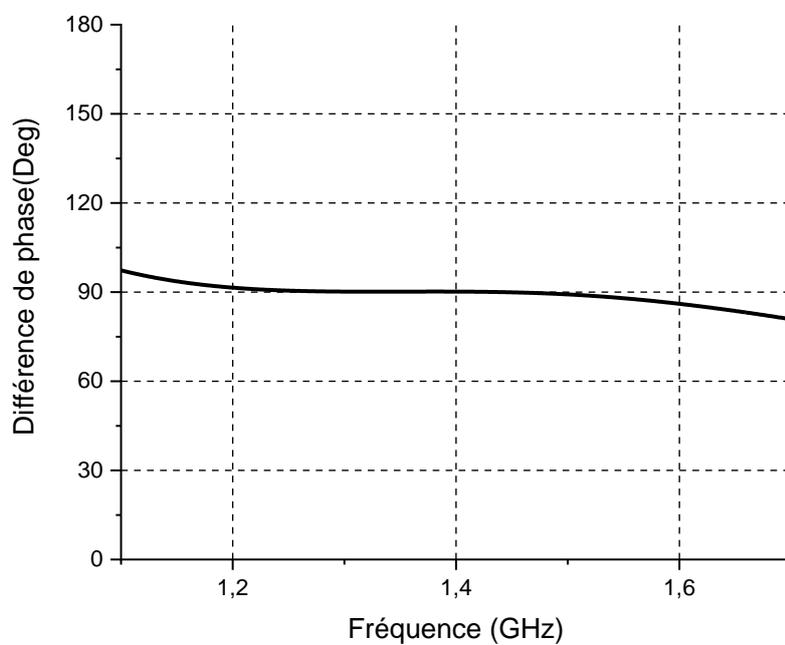


Figure IV.11. Différence de phase entre les deux ports équilibrés.

A partir des résultats de simulation de la Figure IV. 9, on observe que le coefficient de réflexion pour le port déséquilibré du balun planaire 90° est inférieur à -10 dB sur toute la bande de fréquences GNSS (1.15 GHz à 1.65 GHz). Concernant l'isolation entre les deux ports équilibrés, cette dernière demeure inférieure à -15 dB sur toute la bande du système GNSS comme indiqué sur la Figure IV. 10. Il est clair également de la Figure IV. 11 que le balun planaire 90° fournit la différence de phase désirée avec un petit décalage de  $\pm 4^\circ$ .

#### **IV.4 Techniques de fabrication et de mesure**

La fabrication d'un prototype de l'antenne proposée ainsi que toutes les mesures présentées dans ce chapitre ont été effectuées au sein du laboratoire RF (Radio Frequency) de l'INRS (Institut National de la Recherche Scientifique) à Montréal, Canada.

##### ***IV.4.1 Procédure de fabrication***

La machine de gravure "LPKF ProtoLaser S" montrée dans la Figure IV.12 est utilisée pour fabriquer un prototype de l'antenne hybride proposée. Un résumé de la Procédure de fabrication est décrit ci-dessous :

1. Utilisation du logiciel CST pour la création d'un fichier de type "Gerber" (exportation de la structure simulée sous forme de fichier "Gerber").
2. Utilisation du logiciel de la machine "LPKF ProtoLaser S" pour la lecture du fichier "Gerber" (voir Figure IV.13).
3. Enlèvement du cuivre indésirable par des rayons Laser comme indiqué dans la Figure IV.14.
4. Utilisation de la machine "LPKF ProtoMat C60" pour le découpage du substrat diélectrique et faire des trous (voir figure IV.15).
5. Remplissage des trous avec du cuivre (via), le soudage des résistances pour l'isolation et finalement le connecteur SMA, fonctionnant jusqu'à 20 GHz, est directement soudé aux points d'alimentation pour effectuer les mesures nécessaires.

Le système laser “ProtoLaser S” de LPKF permet de structurer des circuits imprimés en quelques minutes avec une surface de mise en page d'environ 229 x 305 x 10 mm. L'énorme gain de temps permet de tester rapidement et aisément différentes mises en page. Des prototypes et des petits lots de production peuvent également être réalisés à court terme si nécessaire. Le système ne nécessite aucun produit chimique et facile à utiliser. La machine “LPKF ProtoLaser S” est encore plus précis que les systèmes mécaniques et donc idéal pour les circuits HF analogiques aussi bien que numériques.

En outre, La machine de gravure “LPKF ProtoLaser S” produit des géométries précises sur toute une série de substrats tels que le FR4 revêtu de cuivre, les films PET revêtus d'aluminium, la céramique, le Duroid et le PTFE.

L'alignement des prototypes à deux faces augmente considérablement grâce à la caméra de reconnaissance des repères. Cette caméra permet à la machine “LPKF ProtoLaser S” d'inspecter visuellement et d'aligner correctement le prototype. Pour le perçage de trous, un “LPKF ProtoMat c60” est le complément parfait d'un “LPKF ProtoLaser S”.



Figure IV.12. Machine “LPKF ProtoLaser S”.

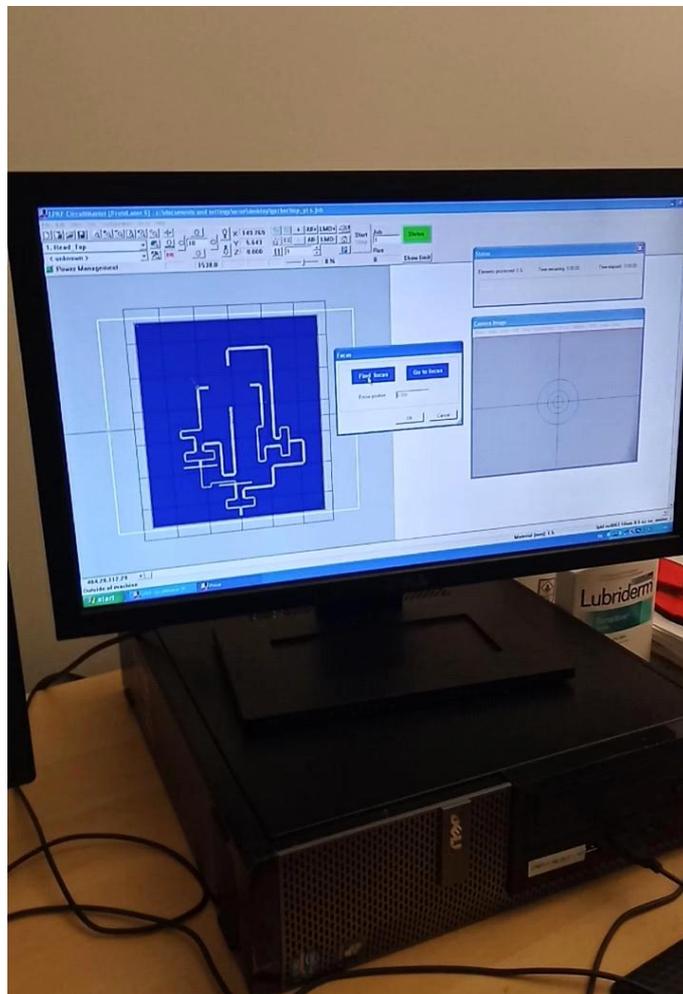
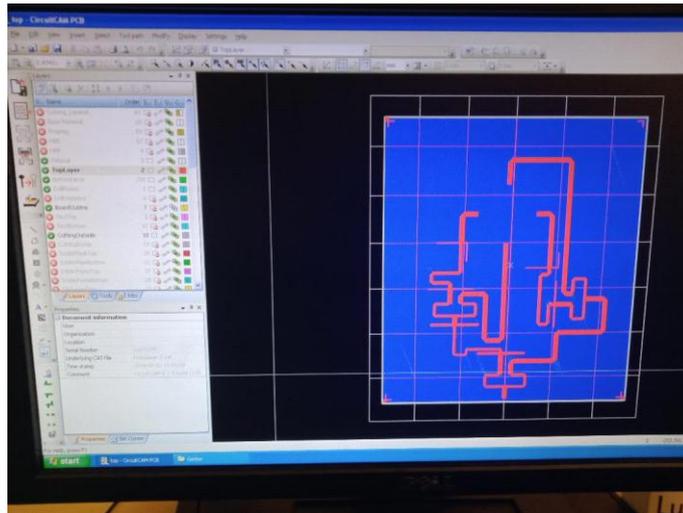


Figure IV.13. Logiciel de la machine “LPKF ProtoLaser S” utilisé pour la lecture du fichier “Gerber”.

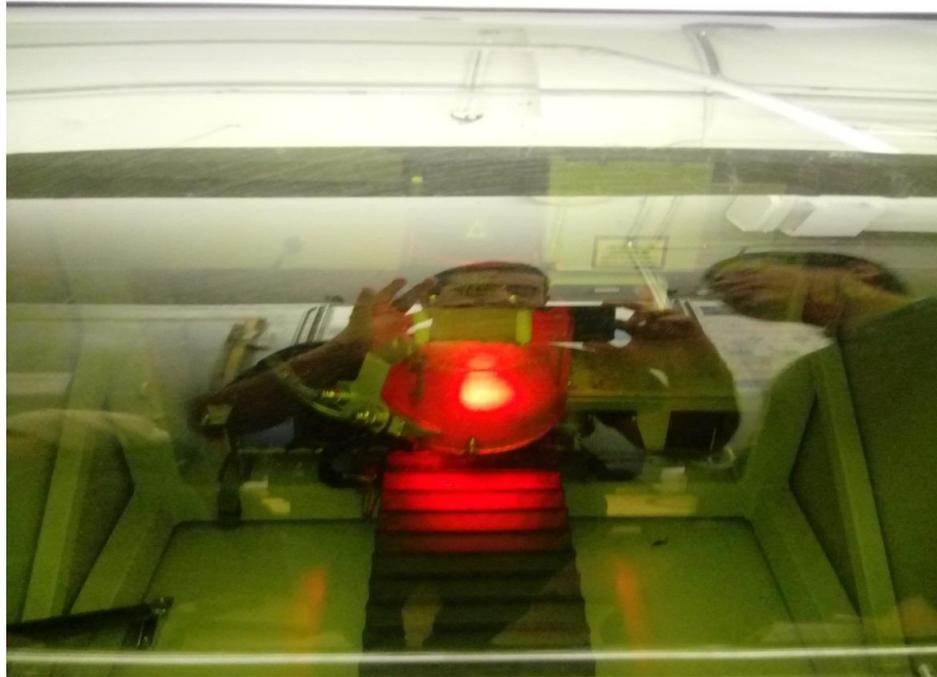


Figure IV.14. Enlèvement du cuivre indésirable par des rayons Laser.

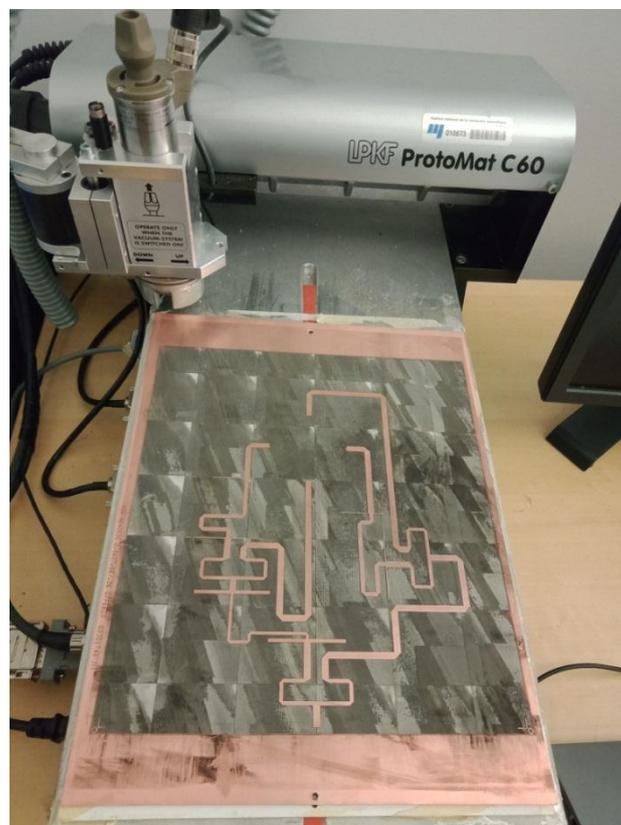


Figure IV.15. Découpage du substrat diélectrique par la machine “LPKF ProtoMat C60”.

Le “LPKF ProtoMat C60” est un traceur de circuits imprimés qui peut être utilisé pour produire des prototypes de circuits imprimés, et pour graver l'aluminium ou le plastique. La connaissance du programme de pilotage BoardMaster du LPKF ProtoMat C60 est essentielle pour le fonctionnement de la machine. Le fonctionnement du LPKF ProtoMat C60 est décrit dans le manuel LPKF BoardMaster. Le LPKF ProtoMat C60 est commandé à partir du port série d'un PC.

#### ***IV.4.2 Mesure des paramètres de répartition S***

L'analyseur de réseau vectoriel est un appareil de mesure qui permet, comme son nom l'indique, d'analyser un circuit électronique sous test (actif ou passif) que l'on nomme sous l'appellation de réseau. L'analyse du réseau sous test consiste essentiellement à relever son comportement dans le domaine de la fréquence mais peut comporter aussi une analyse du signal à la sortie du réseau en fonction du niveau de puissance injecté à l'entrée du circuit électronique. Les mesures qui sont effectuées par ce type d'appareil sont celles du coefficient de transmission et du coefficient de réflexion aussi bien à l'entrée qu'à la sortie de ce réseau. Cet instrument de mesure offre également la possibilité de mesurer la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne. Contrairement à l'analyseur de réseau scalaire, l'analyseur de réseau vectoriel permet de mesurer les propriétés en amplitude et en phase, mais son coût est souvent plus élevé. L'analyseur de réseau “Agilent 8722ES” disponible au sein du laboratoire RF de l'INRS permet de mesurer les paramètres de répartition S sur une bande de fréquence allant de 50 MHz à 40 GHz. La Figure IV.16 présente l'antenne hybride fabriquée connectée à l'analyseur de réseau “Agilent 8722ES”.

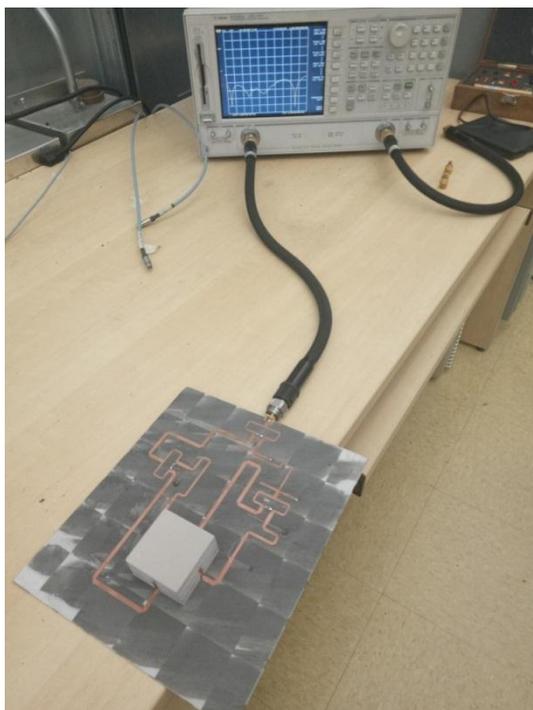


Figure IV.16. L'antenne hybride fabriquée connectée à l'analyseur de réseau "Agilent 8722ES".

#### ***IV.4.3 Mesure des caractéristiques de rayonnement***

Les mesures d'antennes en espace libre (gain, diagramme de rayonnement, rapport axial, etc.) peuvent être effectuées en chambre anéchoïque à l'abri des parasites et de l'influence du sol et d'autres obstacles. La chambre anéchoïque est un local aux parois (murs, plafond) recouvert de matériaux absorbant. La chaîne de transmission est composée principalement d'un analyseur de réseaux vectoriel (Agilent 8722ES), de l'antenne d'émission (antenne de référence de type cornet AH-118), de câbles et de l'antenne de réception (antenne sous test). Les ouvertures des deux antennes sont suffisamment séparées d'une distance  $D$  assurant la condition du rayonnement en champ lointain. Les résultats sont recueillis sur l'analyseur de réseau.

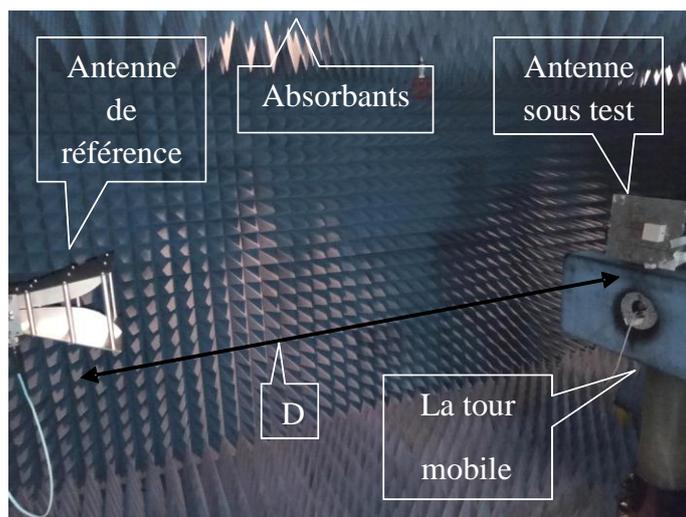
L'antenne cornet AH-118 (voir Figure IV.17) est une antenne large bande destinée à être utilisée dans la bande de fréquences allant de 1 GHz jusqu'à 18 GHz. L'antenne cornet est

conçue pour des applications de réception aussi bien que d'émission. L'antenne cornet a un gain élevé relativement à l'antenne Log Periodic AL-100. Par conséquent, lorsqu'elle est utilisée pour les tests d'émissions, elle réduit le bruit de fond du système, ce qui est un avantage important pour mesurer les faibles émissions. L'antenne cornet AH-118 peut être utilisée pour les tests d'immunité (sensibilité) et peut supporter jusqu'à 300 watts de puissance d'entrée en mode continu dans la gamme de fréquences de fonctionnement. Cette antenne est construite en aluminium léger avec un revêtement conducteur résistant à la corrosion.

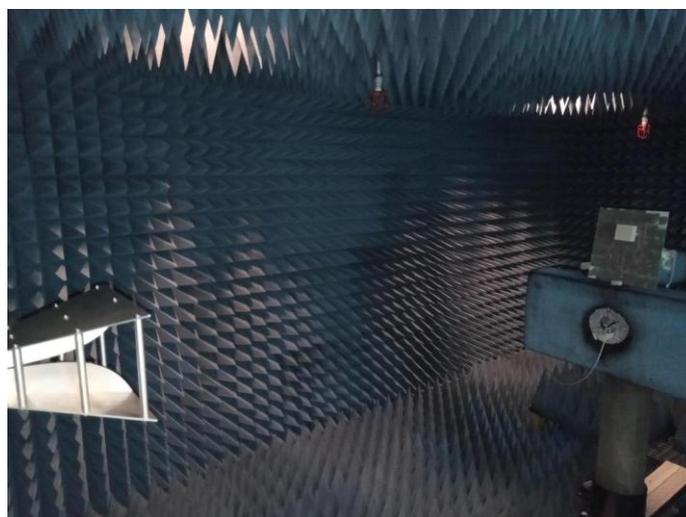


Figure IV.17. Antenne de référence de type cornet AH-118.

L'antenne réceptrice ou l'antenne sous-test est positionnée sur une tour mobile (voir Figure IV.18) permettant une rotation de 360°, dont le pilotage est entièrement automatisé. La possibilité de faire pivoter l'antenne réceptrice permet de changer la polarisation du champ électromagnétique.



(a)



(b)

Figure IV.18. Chambre anéchoïque de l'INRS comportant une tour mobile.

#### IV.5 . Résultats et discussions

Cette section se concentre principalement sur les résultats simulés et mesurés tels que la bande passante d'impédance, le rapport axial et le gain. Le prototype de l'antenne hybride proposée a été fabriqué au sein du laboratoire RF de l'INRS. Ce prototype est montré dans la Figure IV.5

#### IV.5.1 Différence de phase du réseau d'alimentation

Afin de vérifier le bon fonctionnement du réseau d'alimentation proposé, nous présentons dans la Figure IV.19 des mesures concernant la différence de phase entre les différents points d'alimentation. Il est clair à partir de la Figure IV.19 que le déphasage est de  $90^\circ$  entre deux points d'alimentation successifs. Nous avons également vérifié que les quatre points d'alimentation sont à amplitude égale. Ainsi, une alimentation à rotation séquentielle avec la même amplitude et une rotation de phase de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  et  $270^\circ$  est réalisée avec succès. Nous rappelons que cette rotation de phase est nécessaire pour la conception d'une antenne à PC sur une large bande de fréquences.

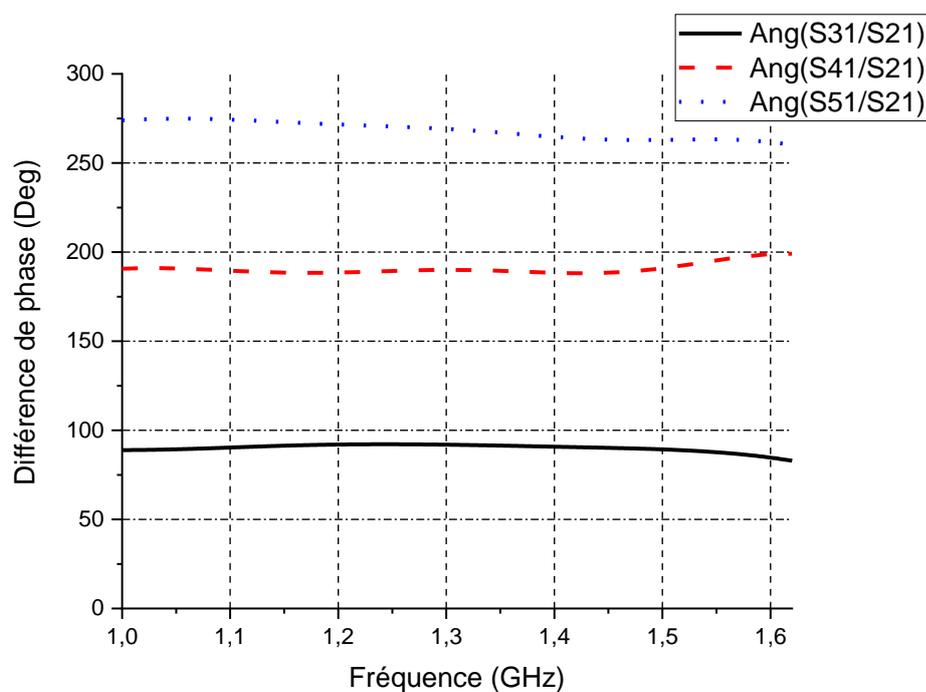


Figure IV.19. Différence de phase mesurée entre les différents points du réseau d'alimentation.

#### IV.5.2 Coefficient de réflexion ( $|S_{11}|$ )

La Figure IV.20 montre le coefficient de réflexion ( $|S_{11}|$ ) simulé et mesuré en fonction de la fréquence. La mesure des paramètres de répartition S a été effectuée à l'aide de

l'analyseur de réseau "Agilent 8722ES". Il est observé que les résultats de la simulation et de la mesure sont en étroite concordance, juste un décalage au environ du point 1.6 GHz résultant des erreurs de fabrication tels que le désalignement commis lors du positionnement des résistances d'isolation ou une erreur dans le placement du connecteur SMA et sa soudure. Les résultats simulés (mesurés) du coefficient de réflexion indiquent que l'antenne proposée couvre, à -10 dB, une bande passante allant de 0.99 GHz (0.97 GHz) à 1.67 GHz (1.66 GHz), soit une bande relative de 51% (52%). De ces derniers résultats, il est clair que la bande passante simulée est en très bonne concordance avec celle mesurée.

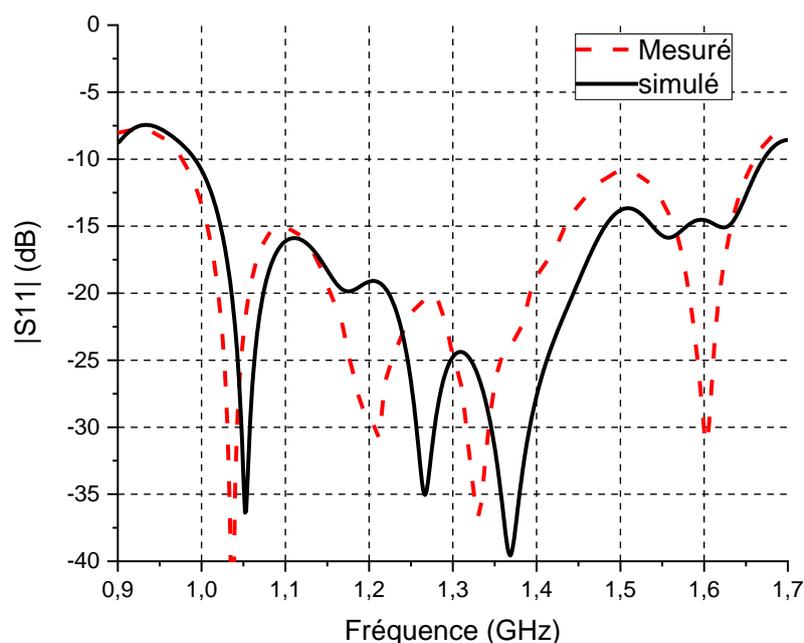


Figure IV.20. Coefficient de réflexion simulé et mesuré en fonction de la fréquence.

### IV.5.3 Rapport axial

Le rapport axial simulé et mesuré est représenté dans la Figure IV.21. Le rapport axial mesuré reste au-dessous de 2 dB sur une large bande de fréquences de 1.08 GHz à 1.78 GHz, ce qui représente une bande relative de 48,9%. Pour un rapport axial inférieur à 3 dB,

les résultats mesurés indiquent une bande d'environ 52 % dans la plage de 1.06 GHz à 1.81 GHz. Ce qui montre que l'antenne hybride proposée présente d'excellentes performances en termes de rapport axial sur la totalité de la bande GNSS. Egalement, sur la base de cette figure, les résultats simulés correspondent bien aux résultats mesurés.

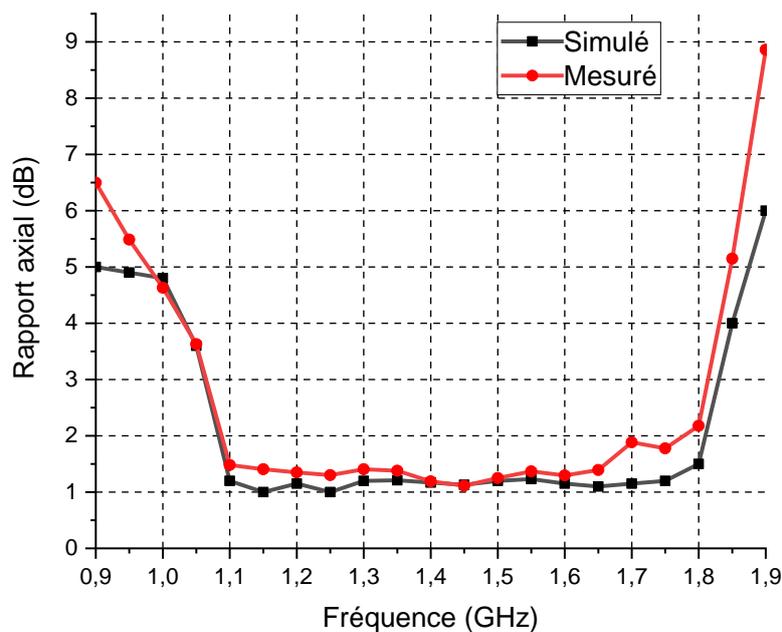


Figure IV.21. Rapport axial simulé et mesuré en fonction de la fréquence.

#### IV.5.4 Gain de l'antenne

La Figure IV.22 montre le gain simulé et mesuré pour l'antenne proposée. Les mesures indiquent que le gain maximal réalisé atteint un pic d'environ 5.2 dB à 1.4 GHz, et demeure au-dessus de 2.75 dB sur toute la bande couverte par les systèmes GNSS. Le léger désaccord enregistré entre les résultats simulés et mesurés est probablement dû à quelques imperfections dans le prototype construit telles que le découpage incorrect de la bande du ruban adhésif (conducteur en cuivre).

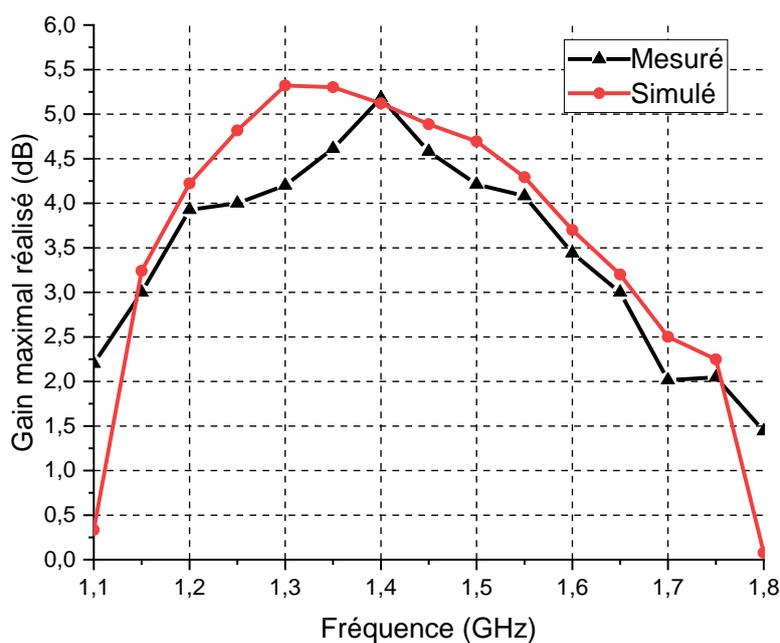


Figure IV.22. Gain maximal réalisé en fonction de la fréquence.

Les signaux GNSS sont transmis par les satellites en polarisation circulaire droite (Right Hand Circularly Polarized ou RHCP ), l'antenne de réception GNSS doit également être RHCP et rejeter fortement les signaux du sens de rotation opposé (Left Hand Circularly Polarized ou LHCP). Il est clair à partir de la Figure IV.23 que l'antenne proposée est sensible aux ondes à polarisation circulaire droite. En raison des performances globales de l'antenne proposée, cette dernière peut être un bon candidat pour les applications GNSS.

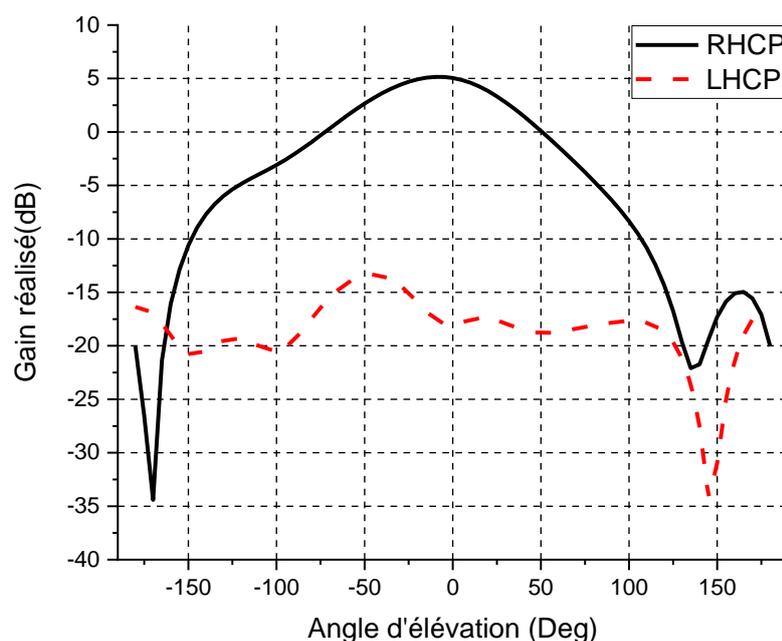


Figure IV.23. Gain de l'antenne hybride proposée pour les PCs droite et gauche.

#### IV.6 Conclusion

Dans la deuxième partie de cette thèse, l'application pour laquelle nous avons conçu et réalisé notre antenne est le GNSS. A ce jour, il y a cinq systèmes GNSS opérationnels ou en cours de développement dans le monde et des antennes couvrant la totalité de la bande fréquentielle des systèmes GNSS (1150-1610 MHz) sont requises pour bénéficier de cette diversité de constellation de satellites. Pour répondre à cette exigence en matière de bande passante, nous avons opté pour le choix d'une ARD comme élément de base de notre structure. Puisque l'alimentation à points multiples permet de fournir une polarisation circulaire sur une large gamme de fréquences, l'ARD a été alimentée par quatre bandes métalliques verticales à rotation séquentielle, avec la même amplitude et une rotation de phase de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  et  $270^\circ$ . Le réseau d'alimentation est composé d'un balun  $180^\circ$  large bande en cascade avec deux baluns  $90^\circ$ . Afin d'optimiser les paramètres de l'antenne, nous avons utilisé le logiciel de simulation CST. Ce logiciel fournit des simulations électromagnétiques 3D rapides et précises. Les résultats de simulation ont été validés par

comparaison avec des mesures expérimentales effectuées sur un prototype réalisé au sein du laboratoire RF de l'INRS. Les résultats mesurés du coefficient de réflexion ont montré que l'antenne proposée couvre, à -10 dB, une bande passante allant de 0.97 GHz à 1.66 GHz, soit une bande relative de 52%. Le rapport axial reste au-dessous de 2 dB sur une large bande de fréquences de 1,08 GHz à 1,78 GHz, ce qui représente une bande relative de 48,9%. Les mesures ont montré également que le gain maximal réalisé atteint un pic d'environ 5.2 dB à 1.4 GHz, et demeure au-dessus de 2.75 dB sur toute la bande couverte par les systèmes GNSS. Finalement, nous avons vérifié que l'antenne proposée est en PC droite et rejette fortement les signaux du sens de rotation opposé (LHCP). L'antenne proposée couvre les bandes GNSS, y compris les bandes GPS, GLONASS, Galileo, BeiDou ainsi que les bandes du système régional indien de navigation par satellite (Indian Regional Navigation Satellite System ou IRNSS) et du système japonais de navigation par satellite quasi-zénithal (Quasi-Zenith Navigation Satellite System ou QZNSS). Avec ces performances, cette antenne pourrait être montée pour une utilisation de navigation sur des véhicules ou des navires.

#### **IV.7 Références bibliographiques**

- [1] Paul Groves, "Principles of GNSS, Inertial, and Multisensor Integrated Navigation Systems, Second Edition" Artech, 2013
- [2] C. Fernández-Prades, L. L. Presti, and E. Falletti, "Satellite radiolocalization from GPS to GNSS and beyond: novel technologies and applications for civil mass market," Proceedings of the IEEE, vol. 99, no. 11, pp. 1882–1904, 2011.
- [3] Fabio Dovis GNSS Interference, Threats, and Countermeasures" Artech, 2015.
- [4] K.M. Pesyna, R. W. Heath, and T. E. Humphreys, "Centimeter positioning with a smartphone-quality GNSS antenna," in Proceedings of the 27th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS '14), Tampa, Fla, USA, September 2014.

- 
- [5] Hongliang Zhang, Yuanyue Guo, and Gang Wang, "A Design of Wideband Circularly Polarized Antenna with Stable Phase Center over the Whole GNSS Bands," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, Vol. 18, no. 12, 2019.
- [6] R. Xu, S. Gao, J.-Y. Li, K. Wei, and Q. Luo, "A Reconfigurable Dual-Band Dual-Circularly Polarized Antenna for Vehicle Global Navigation Satellite System Application," *IEEE Transactions on Vehicular Technology* ., Vol. 69, n0. 10, 2020.
- [7] R. Kumar, R. K Chaudhary, "A new modified CPW-fed wideband circularly polarized half-split cylindrical dielectric resonator antenna with different permittivity of two layers in radial direction." *Int. J. RF Microw Comput Aid Eng.*, vol. 27 pp. 1–9, 2017.
- [8] A. Petosa, "Dielectric Resonator Antenna Handbook," Artech house, Boston, UK, 2007.
- [9] Y. Pan and K. W. Leung, "Wideband circularly polarized trapezoidal dielectric resonator antenna," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 588–591, 2010.
- [10] A. Motevasselian, A. Ellgardt, and B. L. G. Jonsson, "A helix excited circularly polarized hollow cylindrical dielectric resonator antenna," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 535–538, 2013.
- [11] Zhi-Ya Zhang, Neng-Wu Liu, Jia-Yue Zhao, and Guang Fu, "Wideband Circularly Polarized Antenna with Gain Improvement," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, VOL. 12, 2013.
- [12] Reena Kumari, Ravi Kumar Gangwar, "Dual Conformal Strip fed Cylindrical Dielectric Resonator Antenna for Circular Polarization," *2017 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA)*.

- [13] Reena Kumari, Ravi Kumar Gangwar, “ Conformal strip fed circularly polarized cylindrical dielectric resonator antenna with modified wilkinson power divider,” *2016 11th International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS)*.
- [14] Mohamed A. Abdelaal and Ahmed A. Kishk, “ Wideband Circularly Polarized Dielectric Resonator Antenna for GPS and GNSS Applications,” *2016 17th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*.
- [15] Z.-Y. Zhang, Y.-X . Guo, L. C. Ong, and M. Y. W. Chia, “A new wide-band planar balun on a single-layer PCB,” *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 6, pp. 416–418, Jun. 2005.
- [16] K. M. Luk and H. Wong, “A complementary wideband antenna,” US Patent 11, Mar. 10, 2006, pp. 373–518.

*Conclusion générale  
et perspectives*

Les premières antennes sont apparues à la fin du XIXe siècle, à une époque où les travaux sur l'électromagnétisme ont connu un développement considérable. Depuis, leur réalisation n'a cessé d'évoluer, d'abord, grâce aux progrès scientifiques de l'électromagnétisme, plus tard, sous la pression de nombreuses demandes technologiques dans des domaines d'application variés. L'essor actuel des communications impose des innovations importantes au niveau de la conception des systèmes et des antennes associées, dont les formes aujourd'hui très diverses varient beaucoup selon les utilisations : télécommunications mobiles, satellites, objets communicants, etc. Les types d'antennes ont beaucoup évolué dans chaque domaine d'applications, ceci en satisfaisant des contraintes correspondant à une diminution de la taille et à une esthétique imposée par le marché grand public.

Durant ces dernières années, un nombre important d'études se sont focalisées sur les antennes microbandes et les antennes à résonateurs diélectriques à cause de leurs nombreux avantages. L'objet principal de cette thèse a porté sur l'étude, la modélisation et la conception de ces deux types d'antennes. Deux volets principaux ont formé le corps de la présente thèse.

La géométrie conventionnelle d'une antenne microbande est constituée d'un seul patch métallique imprimé sur un substrat diélectrique monocouche. C'est une configuration simple, facile à fabriquer, mais elle est limitée dans ses possibilités fonctionnelles. De nombreuses recherches ont été effectuées visant l'amélioration de la bande passante et le gain des antennes microbandes. Parmi les diverses configurations proposées dans la littérature ouverte, la géométrie empilée semble être très prometteuse. Par conception appropriée, elle est capable de fournir l'opération en mode bifréquence, bande passante assez large et gain élevé.

Les méthodes proposées dans la littérature pour l'estimation des caractéristiques de résonance des antennes microbandes empilées sont en nombre limité. Parmi ces méthodes, l'approche spectrale étant la plus répandue. Elle est fondée sur la base de formalismes mathématiques complexes, ne peut conduire à des résultats exploitables que par le biais d'une résolution numérique. Cette méthode, qui est d'actualité, nécessite un temps de calcul relativement important et donc elle est peu compatible avec la CAO. De ce fait, le développement d'un modèle rapide et précis pour l'analyse des antennes microbandes empilée est d'une extrême nécessité.

L'objectif que nous avons tracé dans le premier volet de la thèse consiste à surmonter les limitations de l'approche spectrale par l'introduction des réseaux de neurones artificiels dans l'analyse des antennes microbandes empilées. Le couplage de l'approche spectrale avec les réseaux de neurones conjointement avec la technique de la phase stationnaire dans l'analyse de l'antenne nous a permis d'éviter les procédures mathématiques complexes, longues et chronophages rencontrées dans cette approche. Le modèle proposé est simple, aisé à appliquer et très utile pour les concepteurs d'antennes pour prévoir les fréquences de résonance inférieures et supérieures aussi bien que le diagramme de rayonnement. L'évaluation des performances du modèle neurospectral révèle une nette supériorité par rapport à l'approche conventionnelle du domaine spectral en termes de simplicité, de rapidité et de précision. Pour tester la validité de la technique proposée, quatre configurations de l'antenne empilée ont été analysées, construites et mesurées. La réalisation des quatre prototypes de la configuration empilée ainsi que toutes les mesures expérimentales ont été effectuées au sein du laboratoire RF de l'INRS à Montréal, Canada. Dans tous les cas, l'écart entre les fréquences de résonance estimées et mesurées est inférieur à 1,5% aux deux résonances. Le modèle proposé a été exploité dans l'étude du comportement bi-fréquence ainsi que les performances de rayonnement de l'antenne

empilée. Puisque notre modèle allie à la fois précision et rapidité de calcul, nous anticipons à ce qu'il trouve des applications étendues dans la CAO des antennes microbandes.

Nous avons également exploité la formulation mathématique développée pour l'étude de la structure empilée pour l'analyse d'une antenne microbande rectangulaire supraconductrice ayant une fente coupée dans le plan de masse. L'intérêt que nous avons porté à cette structure provient du fait que les antennes microbandes supraconductrices ont montré une supériorité significative relativement à celles fabriquées avec des conducteurs normaux tels que l'or, l'argent et le cuivre en raison des avantages des supraconducteurs. Les avantages d'utiliser des matériaux supraconducteurs à haute température critique en hyperfréquences incluent : 1) très faible pertes ; ce qui veut dire réduction de l'atténuation et du niveau de bruit, 2) dispersion très petite jusqu'à des fréquences de quelques dizaines de GHz, 3) miniaturisation des dispositifs micro-ondes ; ce qui permet une large échelle d'intégration et 4) réduction dans le temps de propagation des signaux dans les circuits. Pour tenir compte de l'effet de la supraconductivité de l'élément rayonnant, nous avons fait recours au théorème des deux fluides de Gorter-Casimir conjointement avec les équations des frères London. La théorie proposée pour le cas de l'antenne supraconductrice a été vérifiée par comparaison de nos résultats numériques avec des données expérimentales et un très bon accord a été enregistré. Les résultats numériques ont montré que l'influence de la température de fonctionnement sur la fréquence de résonance de l'antenne supraconductrice est spécialement significative pour des températures voisines de la température critique pour des antennes sans et avec fente dans le plan de masse.

Dans la deuxième partie de cette thèse, des efforts importants ont été également consentis dans le but de concevoir une antenne à polarisation circulaire pour les systèmes GNSS. Puisque l'application envisagée exige que l'antenne conçue doive couvrir toute la bande fréquentielle du système GNSS (1150-1610 MHz), nous avons opté pour le choix

d'une antenne à résonateur diélectrique comme élément de base de notre structure. L'approche que nous avons adoptée pour améliorer davantage la bande passante de l'antenne à résonateur diélectrique consiste à combiner deux bandes rayonnantes : l'une utilisant le résonateur diélectrique et l'autre est due au réseau d'alimentation. Dans ce cas, le réseau d'alimentation remplit une double fonction : fournir l'alimentation à l'antenne à résonateur diélectrique et également le rayonnement sur sa propre bande. Une telle antenne est appelée antenne à résonateur diélectrique hybride. Le maintien d'une bonne polarisation circulaire sur toute la bande fréquentielle du système GNSS constitue un véritable challenge lors de la conception.

Afin de générer des ondes polarisées circulairement, deux techniques d'alimentation ont été proposées dans la littérature ouverte, à savoir, l'alimentation à point unique et l'alimentation à points multiples. Cette dernière technique étant plus appropriée puisqu'elle permet de fournir une polarisation circulaire sur une large gamme de fréquences. L'antenne proposée est alimentée par quatre bandes métalliques verticales à rotation séquentielle, avec la même amplitude et une rotation de phase de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  et  $270^\circ$ , en utilisant dans le réseau d'alimentation un balun  $180^\circ$  large bande relié à deux baluns  $90^\circ$ . Les bandes métalliques verticales sont gravées sur les quatre façades du résonateur diélectrique rectangulaire. Le balun  $180^\circ$  ( $90^\circ$ ) est composé d'un diviseur de puissance de Wilkinson suivi d'un déphaseur large bande de  $180^\circ$  ( $90^\circ$ ). Le logiciel de simulation CST a été exploité dans l'optimisation des paramètres de l'antenne proposée. Un prototype de l'antenne proposée a été fabriqué au sein du laboratoire RF de l'INRS à Montréal, Canada. Les résultats simulés en termes de coefficient de réflexion, rapport axial et gain maximal réalisés ont été comparés avec les mesures expérimentales et un bon accord a été enregistré. Les résultats mesurés du coefficient de réflexion ont montré que l'antenne proposée couvre, à  $-10$  dB, une bande passante allant de  $0.97$  GHz à  $1.66$  GHz, soit une bande

relative de 52%. Le rapport axial reste au-dessous de 2 dB sur une large bande de fréquences de 1,08 GHz à 1,78 GHz, ce qui représente une bande relative de 48,9%. Les mesures ont montré également que le gain maximal réalisé atteint un pic d'environ 5.2 dB à 1.4 GHz, et demeure au-dessus de 2.75 dB sur toute la bande couverte par les systèmes GNSS. L'antenne proposée couvre les bandes GNSS, y compris les bandes GPS, GLONASS, Galileo, BeiDou ainsi que les bandes du système régional indien de navigation par satellite (Indian Regional Navigation Satellite System ou IRNSS) et du système japonais de navigation par satellite quasi-zénithal (Quasi-Zenith Navigation Satellite System ou QZNSS). Avec ces performances, cette antenne pourrait être montée pour une utilisation de navigation sur des véhicules ou des navires.

Afin de minimiser le temps d'apprentissage du modèle neuronal proposé dans le premier travail réalisé, nous viserons à apporter des modifications à ce modèle dans nos futurs travaux. Cette modification consiste à conserver uniquement une seule sortie. Cette sortie unique étant la fréquence de résonance supérieure. Pour le calcul de la fréquence de résonance inférieure, nous utiliserons une approche analytique basée sur le modèle de cavité à murs latéraux magnétiques.

Comme deuxième perspective, nous envisagerons la conception d'une antenne empilée triple bande pour des applications GNSS. Pour cela, trois patchs circulaires seront empilés pour faire fonctionner l'antenne sur les trois bandes de fréquences désirées. La taille de chaque patch devrait être choisie avec soins afin d'obtenir les bandes de fréquences ciblées. Pour obtenir une polarisation circulaire sur les trois bandes de fonctionnement, il est nécessaire d'utiliser une alimentation multipoint avec les déphasages adéquats. Les performances de l'antenne en termes de coefficient de réflexion, rapport axial, gain seront examinées sur chaque fréquence d'opération.

# Production scientifique

## Publications Internationales (Revue)

- **Ahmed Mahamdi**, Siham Benkouda, Skander Aris and Tayeb A. Denidni " Resonant Frequency and Bandwidth of Superconducting Microstrip Antenna Fed through a Slot Cut into the Ground Plane". Electronics 2021, 10, 147.

<https://doi.org/10.3390/electronics10020147>

- **Mahamdi Ahmed**, Benkouda Siham, Amir Mounir, Bedra Sami "Study of Two-layered Circular Patch Using Moment Method and Genetic Algorithms " International Journal of Electrical and Computer Engineering. Vol. 9, No. 6, December 2019, pp. 5368~5375

[ISSN: 2088-8708, e-ISSN 2722-2578](https://doi.org/10.11591/ijece.v9i6.pp5368-5375)

[DOI: http://doi.org/10.11591/ijece.v9i6.pp5368-5375](http://doi.org/10.11591/ijece.v9i6.pp5368-5375)

## Communications Internationales (Proceedings édités)

- **A. Mahamdi**, S. Benkouda and S. Bedra, "Fast and Accurate Model to Determine the Resonant Characteristics of Elliptical Microstrip Patch" , 3rd International Conference on Advanced Systems and Emergent Technologies (IC\_ASET'2019), Mars 19-22, 2019, Hammamet, Tunisia. Proceedings pp.234-237.

<https://ieeexplore.ieee.org/xpl/mostRecentIssue.jsp?punumber=8125121>

[Electronic ISBN: 978-1-7281-1317-3/19/\\$31.00 ©2019 IEEE](https://ieeexplore.ieee.org/xpl/mostRecentIssue.jsp?punumber=8125121)

-**A. Mahamdi**, S. Benkouda and S. Bedra, "Artificial Neural Network Model for The Analysis of Tunable Circular Microstrip Patch," 3rd International Conference on Advanced Systems and Emergent Technologies (IC\_ASET'2019), Mars 19-22, 2019, Hammamet, Tunisia. Proceedings pp.229-233.

<https://ieeexplore.ieee.org/xpl/mostRecentIssue.jsp?punumber=8125121>

[Electronic ISBN: 978-1-7281-1317-3/19/\\$31.00 ©2019 IEEE](https://ieeexplore.ieee.org/xpl/mostRecentIssue.jsp?punumber=8125121)

-**Ahmed Mahamdi**, Sami Bedra, Randa Bedra, and Siham Benkouda "CAD Cavity Model Analysis of High Tc Superconducting Rectangular Patch Printed on Anisotropic Substrates" The 5th International Conference on Electrical Engineering – Boumerdes (ICEE-B) October 29-31, 2017, Boumerdes, Algeria.

<https://ieeexplore.ieee.org/xpl/mostRecentIssue.jsp?punumber=8125121>

[Electronic ISBN: 978-1-5386-0686-5/17/\\$31.00 ©2017 IEEE](https://ieeexplore.ieee.org/xpl/mostRecentIssue.jsp?punumber=8125121)

## Communications Nationales

- **Ahmed Mahamdi**, Sami Bedra, Lamia Barkat, and Sihem Benkouda" Neurocomputational model of annular-ring microstrip antenna with air gap layer" 2nd International Conference on Automatic control, Telecommunications and Signals ICAT'S 2017. December 11-12 , 2017 Annaba.

<http://www.icats.ws/>

Abdelkarim Gadda , **Ahmed Mahamdi**, and Sihem Benkouda, Sami Bedra " Resonant characteristics of a superconducting thin film resonator using the two-fluid method and artificial neural networks" 2nd International Conference on Automatic control, Telecommunications and Signals ICAT'S 2017. December 11-12 , 2017 Annaba.

<http://www.icats.ws/>

## **Résumé**

Durant ces dernières années, un nombre important d'études se sont focalisées sur les antennes microbandes et les antennes à résonateurs diélectriques à cause de leurs nombreux avantages. Deux volets principaux ont formé le corps de la présente thèse. L'objectif du premier volet de la thèse consiste à surmonter les limitations de l'approche spectrale par l'introduction des réseaux de neurones artificiels dans l'analyse des antennes microbandes empilées. L'évaluation des performances du modèle neurospectral révèle une nette supériorité par rapport à l'approche conventionnelle du domaine spectral en termes de simplicité, de rapidité et de précision. Pour tester la validité de la technique proposée, quatre configurations de l'antenne empilée ont été analysées, construites et mesurées. Puisque notre modèle allie à la fois précision et rapidité de calcul, nous anticipons à ce qu'il trouve des applications étendues dans la CAO des antennes microbandes empilées.

Dans la deuxième partie de cette thèse, des efforts importants ont été également consentis dans le but de concevoir une nouvelle antenne pour les systèmes GNSS. Puisque l'application envisagée exige que l'antenne conçue doive couvrir toute la bande fréquentielle du système GNSS (1150-1610 MHz), nous avons opté pour le choix d'une antenne à résonateur diélectrique comme élément de base de notre structure. La majorité des satellites de communication transmettent les signaux utilisant des ondes polarisées circulairement pour bénéficier des avantages offerts par ce type de polarisation. Il est alors nécessaire que l'antenne du récepteur soit aussi en polarisation circulaire. Quatre bandes métalliques verticales à rotation séquentielle, avec la même amplitude et une rotation de phase de  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  et  $270^\circ$  ont été utilisées pour alimenter l'antenne proposée, en utilisant dans le réseau d'alimentation un balun  $180^\circ$  large bande relié à deux baluns  $90^\circ$ . Un prototype de l'antenne proposée a été fabriqué au sein du laboratoire RF de l'INRS à Montréal, Canada. Les résultats mesurés du coefficient de réflexion ont montré que l'antenne proposée couvre, à -10 dB, une bande passante allant de 0.97 GHz à 1.66 GHz, soit une bande relative de 52%. Le rapport axial reste au-dessous de 2 dB sur une large bande de fréquences de 1,08 GHz à 1,78 GHz, ce qui représente une bande relative de 48,9%. Les mesures ont montré également que le gain maximal réalisé atteint un pic d'environ 5.2 dB à 1.4 GHz, et demeure au-dessus de 2.75 dB sur toute la bande couverte par les systèmes GNSS. L'antenne proposée couvre les bandes GNSS, y compris les bandes GPS, GLONASS, Galileo, BeiDou ainsi que les bandes du système régional indien de navigation par satellite (Indian Regional Navigation Satellite System ou IRNSS) et du système japonais de navigation par satellite quasi-zénithal (Quasi-Zenith Navigation Satellite System ou QZNSS). Avec ces performances, cette antenne pourrait être montée pour une utilisation de navigation sur des véhicules ou des navires.

### **Mots clés :**

Antenne microbande empilée, approche neurospectrale, antenne à résonateur diélectrique hybride, systèmes GNSS (Global Navigation Satellite System), polarisation circulaire.

## **Abstract**

In recent years, a significant number of studies have focused on microstrip antennas and dielectric resonator antennas because of their many advantages. Two main components formed the body of this thesis. The objective of the first part of the thesis is to overcome the limitations of the spectral approach by introducing artificial neural networks in the analysis of stacked microstrip antennas. The evaluation of the performances of the neurospectral model reveals a net superiority over the conventional spectral domain approach in terms of simplicity, speed and accuracy. To test the validity of the proposed technique, four configurations of the stacked antenna have been analyzed, built, and measured. Since our model combines both precision and speed of calculation, we expect that it will find extensive applications in the CAD of stacked microstrip antennas.

In the second part of this thesis, significant efforts were also made in order to design a new antenna for GNSS systems. Since the envisaged application requires that the designed antenna must cover the entire frequency band of the GNSS system (1150-1610 MHz), we have opted for the choice of a dielectric resonator antenna as the basic element of our structure. The majority of communication satellites transmit signals using circularly polarized waves to benefit from the advantages offered by this type of polarization. It is then necessary that the antenna of the receiver be also in circular polarization. Four sequentially rotating vertical metallic strips, with the same amplitude and phase rotation of  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  and  $270^\circ$  have been used to feed to the proposed antenna, using in the feed network a broadband  $180^\circ$  balun structure linked with two  $90^\circ$  balun structures. A prototype of the proposed antenna was manufactured in the RF laboratory of the INRS in Montreal, Canada. The antenna has -10 dB reflection coefficient bandwidth from 0.97 GHz to 1.66 GHz of 52 %. The axial ratio is under 2 dB over a large frequency band from 1.08 GHz to 1.78 GHz of 48.9%. The measurements have also shown that the maximum achieved gain peaked around 5.2 dB at 1.4 GHz, and remained above 2.75 dB over the entire band of the GNSS application. The proposed antenna covers the GNSS bands including the GPS, GLONASS, Galileo, BeiDou as well as the Indian Regional Navigation Satellite System (IRNSS) and the Japanese Quasi-Zenith Navigation Satellite System (QZNSS) bands. With these features, this antenna could be mounted for navigational use on vehicles or ships.

### **key words:**

Stacked microstrip antenna, neurospectral approach, hybrid dielectric resonator antenna, GNSS systems (Global Navigation Satellite System), circular polarization.

## ملخص :

في السنوات الأخيرة ، ركز عدد كبير من الدراسات على هوائيات microstrip وهوائيات الرنان العازلة بسبب مزاياها العديدة. مكونان رئيسيان شكلا موضوع هذه الأطروحة. الهدف من الجزء الأول من الأطروحة هو التغلب على قيود النموذج الطيفي عن طريق إدخال الشبكات العصبية الاصطناعية في تحليل هوائيات microstrip المكدسة. يكشف تقييم أداء النموذج الطيفي العصبي عن تفوق واضح على النهج التقليدي للمجال الطيفي من حيث البساطة والسرعة والدقة. لاختبار صحة التقنية المقترحة ، تم تحليل أربعة تشكيلات للهوائيات المكدسة وتشبيدها وقياسها. نظرًا لأن نموذجنا يجمع بين الدقة وسرعة الحساب ، فإننا نتوقع أنه سيجد تطبيقات واسعة النطاق في التصميم بمساعدة الكمبيوتر (CAO) لهوائيات microstrip المكدسة.

في الجزء الثاني من هذه الأطروحة ، تم بذل جهود كبيرة أيضًا من أجل تصميم هوائي جديد لأنظمة GNSS. نظرًا لأن التطبيق المتصور يتطلب أن يغطي الهوائي المصمم النطاق الترددي الكامل لنظام GNSS (1150-1610 ميجاهرتز) ، فقد اخترنا اختيار هوائي رنان عازل كعنصر أساسي في هيكلنا. تنتقل غالبية أقمار الاتصالات إشارات باستخدام موجات مستقطبة دائريًا للاستفادة من المزايا التي يوفرها هذا النوع من الاستقطاب. ومن الضروري إذن أن يكون هوائي المستقبل في حالة استقطاب دائري. تم استخدام أربعة شرائط معدنية عمودية يتم تدويرها بالتتابع ، بنفس السعة ودوران الطور بمقدار 0 درجة و 90 درجة و 180 درجة و 270 درجة لتغذية الهوائي المقترح ، باستخدام نطاق عريض 180 درجة متصلًا بزواوية 90 درجة baluns. تم تصنيع نموذج أولي للهوائي المقترح في مختبر INRS RF في مونتريال ، كندا. أظهرت نتائج الانعكاس المقاسة أن الهوائي المقترح يغطي ، عند -10 dB ، عرض نطاق يتراوح من 0.97 جيجاهرتز إلى 1.66 جيجاهرتز ، أو نطاق نسبي بنسبة 52%. تظل النسبة المحورية أقل من 2 dB على نطاق تردد عريض من 1.08 جيجاهرتز إلى 1.78 جيجاهرتز ، وهو ما يمثل نطاقًا نسبيًا بنسبة 48.9%. وأظهرت القياسات أيضًا أن الحد الأقصى للربح الذي تم تحقيقه يبلغ حوالي 5.2 dB عند 1.4 جيجاهرتز ، ولا يزال أعلى من 2.75 dB على النطاق بأكمله الذي تغطيه أنظمة GNSS. يغطي الهوائي المقترح نطاقات GNSS ، بما في ذلك نطاقات GPS و GLONASS و Galileo و BeiDou بالإضافة إلى نطاقات نظام الملاحة بالقمر الصناعي الإقليمية الهندية (IRNSS) ونظام الملاحة الياباني بالقمر الصناعي شبه الزينيتال (نظام الملاحة بالقمر الصناعي الشبه زينيت أو QZNSS). مع هذه العروض ، يمكن تركيب هذا الهوائي للاستخدام الملاحي على المركبات أو السفن.

## الكلمات الدالة :

هوائيات microstrip المكدسة ، النموذج الطيفي العصبي ، هوائيات الرنان العازلة هجينة ، الأنظمة (GNSS نظام الملاحة عبر الأقمار الصناعية العالمي)، استقطاب دائري.